



JOURNÉES SCIENTIFIQUES, WORKSHOP

**L'ÉNERGIE AU CŒUR DES ONDES
RESSOURCES ET ENVIRONNEMENT : "GESTION INTELLIGENTE"**

**ENERGY IN THE HEART OF THE WAVES
RESSOURCES AND ENVIRONMENT : "SMART MANAGEMENT"**

21-22 MARS 2023

CENTRALESUPÉLEC, PLATEAU DE SACLAY

ACTES *PROCEEDINGS*

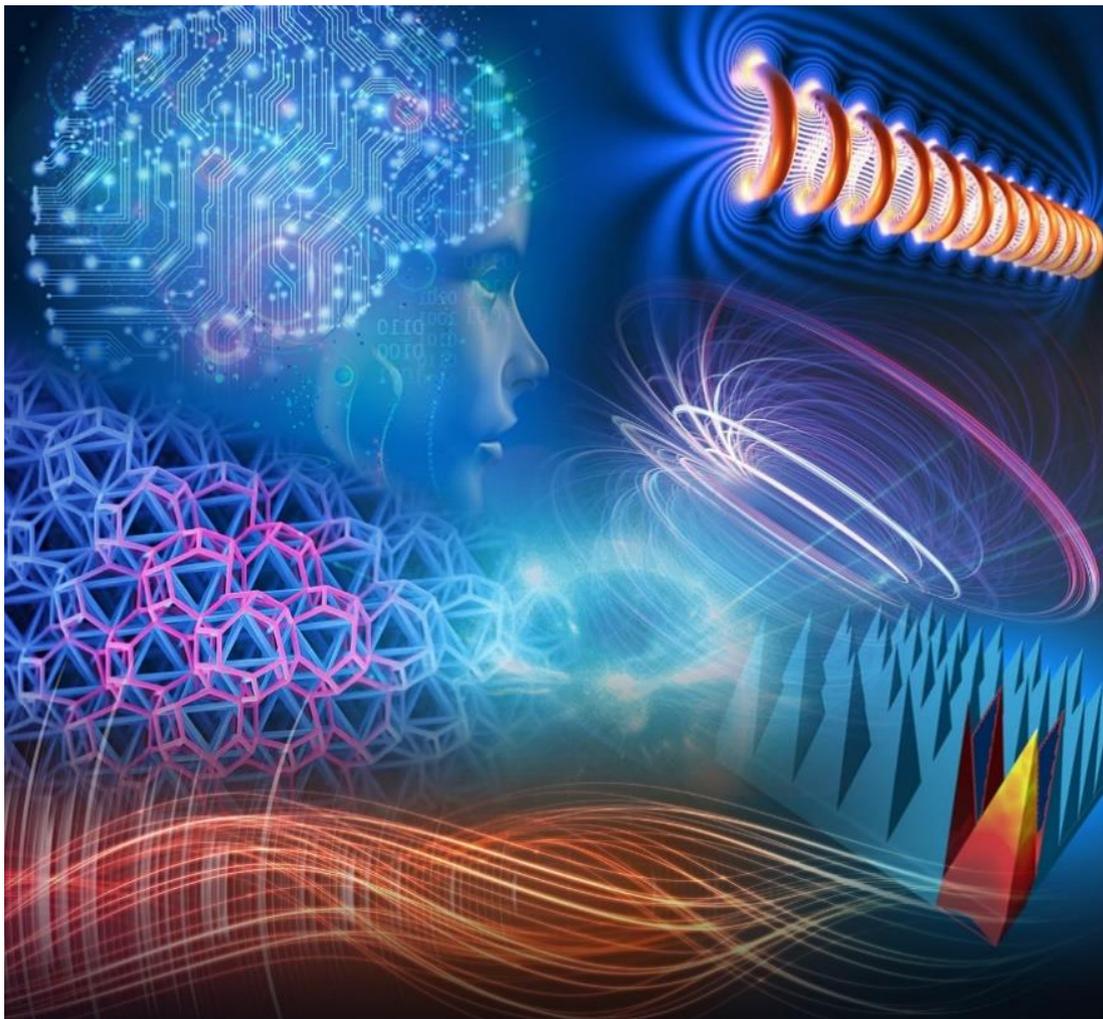


Table des matières

Page de Couverture	1
Editorial	2
Résumés des Keynotes et des Conférences Invités	5
Considérations sur la conception d'un redresseur destiné à la récupération d'énergie RF dans la bande ISM à 868 MHz, Argote-Aguilar Jesus [et al.]	1
Etude de la compatibilité électromagnétique des dispositifs médicaux implantables actifs aux champs magnétiques industriels basses fréquences, Hammen Lucien [et al.]	7
Matching of an Observed Event and Its Virtual Model in Relation to Smart Theories, Coupled Models and Supervision of Complex Procedures – A Review, Razek Adel	13
Design and optimization of inductive power transfer systems by metamodeling techniques, Pei Yao [et al.]	25
Lightning propagation in a 3D cloud, Dessante Philippe	27
Transport d'énergie électrique pour les systèmes de propulsion électrique et hybride dans le domaine aéronautique, Jullien Charles [et al.]	31
Dimensionnement d'un filtre hybride de mode commun, Mohamed Nassurdine Bacar	37

Space-time data analysis of exposure to electromagnetic fields in outdoor environment from autonomous probes, in situ measurements and antennas parameters, Jawad Ourouk [et al.]	44
24-Hour Temporal Variation of Indoor RF-EMF Downlink Exposure for Cellular Bands, Mulugeta Biruk Ashenafi [et al.]	56
Measurement of the Radiation Pattern of a Horn Antenna in a Vibrating Intrinsic Reverberation Chamber, Rammal Youssef [et al.]	60
Méthode de caractérisation expérimentale de l'état de santé d'un composant constituant un module de puissance, Gopishetti Anusha [et al.]	63
Densité optimale des stations de base du point de vue de l'efficacité énergétique pour les futurs réseaux 5G et 6G, Younes Mohamad [et al.]	68
Antenne à onde de fuite multifaisceau pour l'estimation d'angle d'arrivée aux fréquences millimétriques, Sarrazin Julien [et al.]	70
Multi-label classification with deep learning techniques applied to the Bscan image on radar GPR, Soukayna El Karakhi	72
Metamodel multi-objective optimization of 3F3 Ferrites Core in a WPT system for automotive applications, Lagouanelle Paul [et al.]	81
Une méthode de simulation adaptée pour la modélisation France entière de l'exposition aux ondes radioélectriques, Noe Nicolas	84
National measurement campaign to study the 5G contribution to public exposure to electromagnetic waves, Sefsouf Lydia [et al.]	92
Comparaison des modes de transmission unicast et broadcast dans le contexte de réseaux denses de stations de base distribuées de façon aléatoire, Younes Mohamad [et al.]	100
Gestion de la consommation d'énergie pour les systèmes térahertz à très large bande, Younes Mohamad [et al.]	102

Application de la méthode de réduction d'échelle pour la co-simulation CEM d'un système de transfert de puissance inductif, Amadou Bayaghiou Diallo	104
First Harmonic Approximation of a Full Bridge Rectifier with a Weak Capacitive Filter, Kabbara Wassim [et al.]	112
Table de transfert d'énergie inductif sans contact, Phulpin Tanguy [et al.]	117
Assessment of Broadband Shielding Effectiveness of Composite Panels for Protective Enclosures, Clérico Paul [et al.]	121
Prédiction des propriétés effectives de matériaux composites par une méthode de Machine Learning, Kameni Ntichi Abelin [et al.]	127
Liste des auteurs	131
Sponsors des Journées Scientifiques	131

ÉDITORIAL

Les Journées scientifiques 2013 d'URSI-France, sous l'égide de l'Académie des sciences, ont pour thème : « L'énergie au cœur des ondes – Ressources et environnement : gestion intelligente ».

L'énergie est plus que jamais d'actualité : les modes de transmission, récupération, conversion, stockage ainsi que les matériaux et systèmes associés sont des enjeux interdisciplinaires dans de nombreux secteurs d'activités (mobilité, communication, santé, etc.).

Les ondes transportent par nature une densité d'énergie entre un émetteur et un récepteur. Elles jouent un rôle croissant dans la transmission, le contrôle et la gestion de l'énergie au sens large, à la fois par des aspects fondamentaux, des développements technologiques et des outils d'analyse. Aussi, toute source d'énergie, naturelle ou artificielle émet des ondes électromagnétiques qu'il est possible d'exploiter ou qu'il convient de maîtriser, selon les puissances en jeu.

C'est ainsi que sur un large spectre de fréquences, l'énergie se trouve au cœur des ondes et stimule un faisceau de recherches menées au sein d'une large communauté scientifique. Cette thématique générale sera déclinée pour ces Journées scientifiques au cours de 2 conférences plénières données par des acteurs industriels majeurs du domaine des transports, 8 conférences invitées, 16 communications orales et 8 posters.

Les sessions orales qui rythmeront ces Journées seront ouvertes par des conférencier(e)s invité(e)s qui présenteront l'état de la technique et des développements récents dans les divers domaines couverts par le programme. Les exposés et les débats qui les suivront seront au choix en Français ou en Anglais.

Enfin, comme chaque année, les Journées scientifiques seront ponctuées par la remise de la médaille du CNFRS/URSI-France, honorant une personnalité qui a contribué de façon remarquable aux progrès dans le domaine des radiosciences et à l'animation de la communauté scientifique. De même, le « Prix de thèse en radiosciences » sera attribué à un doctorant afin de récompenser et de faire connaître ses travaux à la communauté scientifique. Enfin, un prix du meilleur article « jeune scientifique » sera attribué par le comité scientifique à un doctorant ou post-doctorant, premier auteur de la communication.

François Costa – Lionel Pichon

Co-présidents du comité scientifique des Journées Scientifiques 2013 d'URSI-France

EDITORIAL

The URSI-France 2023 workshop, organized under the auspices of the French Academy of Sciences, will focus on « Energy in the heart of waves. Resources and environment: smart management »

Energy is more relevant than ever: modes of transmission, harvesting, conversion, storage as well as associated materials and systems are interdisciplinary issues in many sectors of activity (mobility, communication, health, etc.).

Waves carry by nature an energy density between a transmitter and a receiver. They are playing an increasing role in the transmission, control and management of energy in a broad sense, through fundamental aspects, technological developments and analysis tools. Also, any source of energy, either natural or artificial, radiates electromagnetic waves that can be used or managed, depending on the considered power.

Thus, over a wide frequency spectrum, energy is in the heart of the waves and stimulates a broad range of research works within a large scientific community. This general topic will be structured for this Workshop during 2 plenary conferences given by major industrial partners in the field of transportation, 8 invited conferences, 16 oral communications and 8 posters.

The oral sessions will be opened by invited speakers who will present the state of the art and recent developments in the various fields covered by the program. The presentations and the following discussions will take place in French or in English.

Finally, as every year, the Workshop will be accompanied by the awarding of the CNFRS/URSI-France medal, honouring a personality who has made a remarkable contribution to progress in the field of radio science and to the animation of the scientific community. In the same way, the "Radio science PhD award" will be awarded to a doctoral student in order to reward and publicize his work to the scientific community. Finally, a prize for the best "young scientist" paper will be awarded by the scientific committee to a doctoral or post-doctoral student, first author of the communication.

François Costa – Lionel Pichon

Scientific committee chairs of URSI-France 2023 Workshop

Current and Future Challenges in Automotive EMC

Marco Klingler
Stellantis

This presentation will focus on the numerous technical challenges awaiting the automotive industry in the near future. In this context, the speaker will describe the most important topics which raise serious and sometimes new EMC issues: battery electric vehicles (EVs) and full-hybrid electric vehicles (HEVs), mild-hybrid vehicles including a 48V power network, EVs and HEVs in the situation of charging mode, the special case of wireless inductive charging of EVs and HEVs, new materials and especially composite materials, new Digital Audio Broadcasting (DAB) reception, invehicle high data rate wire transmission links, wireless communication systems, invehicle wireless charging of mobile objects, and finally Advanced Driver Assistance Systems (ADAS) which are elementary bricks of future autonomous cars.

Méthodologies d'analyse de la CEM en aéronautique : illustration sur les interfaces de calculateurs et sur les nouveaux réseaux électriques de puissance

François De Daran, Bertrand Revol
Safran Tech

La CEM couvre un vaste domaine de phénomènes, quasiment du continu à une trentaine de Gigahertz avec des phénomènes physiques diverses, conduit ou rayonnés. Classiquement les spécifications qui correspondent aux risques liés à ces phénomènes sont rédigées au début du cycle en V et validées en fin de design par des simulations numériques et des essais de certification.

Le processus de développement est long et s'appuie fortement sur l'expérience des concepteurs. Les validations du système étant réalisées très tard dans le projet cette méthode se prête bien à des améliorations itératives.

Cependant les contraintes impératives liées à la décarbonation amènent l'aéronautique à chercher des innovations de rupture. A titre d'exemple nous pouvons citer le moteur RISE qui est un moteur OPEN ROTOR qui intègre un système hybride mécanique/électrique. C'est par ce type de solution que Safran atteindra un objectif de -30% de consommation à l'horizon des années 2030.

Pour répondre à ces enjeux Safran propose un cycle en V modifié par l'utilisation de plans d'expériences numérique. Ce travail de modélisation sera illustré sur les nouveaux réseaux électriques de puissance et par la prise en compte de la foudre.

Conception Amont en Compatibilité Electromagnétique de Systèmes Lanceurs

Olivier Maurice
ArianeGroup, 78133 Les Mureaux Cedex, France

Nous présentons une démarche pour la conception en CEM de lanceurs dans un contexte agile. Il faut disposer d'une capacité d'analyse amont et d'une capacité de simulation en phase de confirmation des choix. Après un rappel des fondements de l'analyse tensorielle des réseaux pour la CEM, nous positionnons son rôle dans la méthodologie suivie puis nous montrons sur un exemple illustratif incluant une électronique de puissance, le mécanisme d'usage de cette approche. En conclusion, nous étendons l'analyse à une application électrothermique et abordons les critères de décisions pour les architectures.

L'énergie au cœur des ondes et de la biologie

Lluis M. Mir
METSY (Metabolic aspects) UMR 9018 CNRS, Université Paris-Saclay, Institut Gustave Roussy, Villejuif, France – URSI France and ISC.

Cet exposé, qui servira d'introduction à la séance « Exposition des personnes et santé », rapportera mes réflexions (les réflexions d'un biologiste) sur le thème des Journées Scientifiques d'URSI-France 2023. Avant d'être « biologique », le vivant est physico-chimique, et la vie s'est donc construite à partir de l'énergie contenue dans les ondes. La vie exploite les ondes pour de nombreuses fonctions (la vue, l'ouïe, le sens « électromagnétique » de certains animaux, ...). Mais la vie exploite aussi l'énergie solaire et surtout elle sait la transformer et la stocker (avec une gestion particulièrement intelligente). Pour comprendre les effets sanitaires des ondes électromagnétiques d'origine anthropogénique, il est important de comprendre les effets biologiques de ces ondes. Et pour cela, il n'est pas inintéressant d'essayer d'analyser les relations entre ondes et objets biologiques. Deux difficultés néanmoins : d'une part, l'énorme étendue du spectre des fréquences des ondes électromagnétiques qui font que ces interactions peuvent être très variées, et d'autre part la grande variabilité des solutions développées par les êtres vivants pour détecter et interpréter les ondes électromagnétiques, quelle que soit l'intensité (donc, pour certaines interactions, le niveau d'énergie) de ces ondes. Sans pouvoir être exhaustif, cet exposé essaiera d'apporter certains éclairages sur les relations entre énergie, ondes et objets biologiques.

Allocation adaptative (intelligente) des ressources dans les systèmes de communication par lumière visible

Valeria Loscri

Inria Lille-Nord Europe, Parc scientifique de la Haute Borne, 59650 Villeneuve d'Ascq – France

L'intérêt de la technologie VLC repose sur la possibilité d'exploiter l'infrastructure d'éclairage pour éclairer et réaliser l'envoi de données en même temps. En ce sens, VLC peut être considéré comme une technologie de communication "green" et il y a plusieurs initiatives pour l'inclure dans les futurs réseaux 6G. L'un des principaux problèmes des systèmes VLC est l'interférence et le bruit générés par l'éclairage externe, à la fois naturel (soleil) et artificiel. Afin de concevoir un mécanisme capable de s'adapter aux variations de l'environnement, des mécanismes adaptatifs basés sur des méthodes d'apprentissage, peuvent se révéler très efficace, pour gérer l'allocation des ressources d'une manière optimale. Dans ce contexte, nous avons implémenté une approche basée sur le Multi-Arm Bandit (MAB) avec un algorithme Thompson Sampling, que nous avons intégré dans un prototype VLC. En plus, nous avons récemment mis en place un système VLC bidirectionnel, avec un algorithme de synchronisation intégré, pour obtenir un système adaptatif complet capable de sélectionner le schéma de modulation le plus approprié sur la base d'une table de correspondance au niveau du récepteur. Le système a été testé dans des scénarios intérieurs réels avec différentes conditions de luminosité, et intensité de luminosité évoluant dans le temps afin de tester l'efficacité de la synchronisation.

Risques des travailleurs exposés à des champs électromagnétiques : Prévention et recherche

Gérard Fleury

Institut National de Recherche et de Sécurité, Rue du Morvan, 54501 Vandœuvre-Lès-Nancy

L'INRS est l'Institut National de Recherche et de Sécurité pour la prévention des accidents du travail et des maladies professionnelles. En introduction, la présentation rappellera les statuts, les missions mais également les moyens d'action de l'INRS. La prévention des risques professionnels liés à des expositions aux champs électromagnétiques repose en partie sur la réglementation. La seconde partie de l'exposé rappellera les principaux effets des champs électromagnétiques sur l'Homme, en particulier les effets sensoriels et ceux d'ordre sanitaire, pour lesquels le respect de valeurs seuils définies réglementairement garantit leurs absences. En troisième partie, l'exposé fera sur le point sur la démarche d'évaluation du risque actuellement mise en œuvre pour les opérateurs de soudage par point. Il explicitera certaines limites inhérentes à cette approche, dont l'identification a servi à la construction d'une nouvelle recherche actuellement en cours à l'INRS. Finalement, cette présentation conclura en présentant les points de cette thématique sur lesquels une veille technique, juridique et médicale est actuellement en cours à l'INRS ainsi que des éléments de perspectives susceptibles d'orienter nos axes de recherche à l'avenir.

Matching of an Observed Event and Its Virtual Model in Relation to Smart Theories, Coupled Models and Supervision of Complex Procedures – A Review

Adel Razek

Group of Electrical Engineering – Paris (GeePs), CNRS, University of Paris-Saclay and Sorbonne University, F91190 Gif sur Yvette, France

This contribution aims to illustrate the nature of the observation - modeling (or real - virtual) link, the importance of the exact model (or coupled model) in the matching involved in this link and the use of this link in the

supervision of complex procedures. This involves offline and realtime matching practices. The offline case is mainly about the management and ruling of elegant theories and computational tools mimicking physical paradigms. Real-time pairing notably concerns natural phenomena, autonomous automated systems and complex procedures. The paper assess, analyze and discuss the different elements mentioned. This is aided by a literature review.

La chambre réverbérante électromagnétique : un outil aux multiples facettes et applications

Philippe Besnier

Univ Rennes, INSA Rennes, CNRS, IETR - UMR 6164 F-35000 Rennes

Les chambres réverbérantes électromagnétiques se sont imposées progressivement comme moyen d'essai dans le domaine de l'évaluation de la compatibilité électromagnétique d'équipements électroniques embarqués. La production d'un champ diffus associée à la génération d'un champ d'intensité moyenne élevée a notamment ouvert leur exploitation dans le domaine de l'immunité électromagnétique. C'est également un excellent vecteur pour l'estimation de la puissance totale rayonnée autre grandeur d'intérêt pour la compatibilité électromagnétique (évaluation de l'émissivité rayonnée) et l'évaluation des performances radiofréquence d'un émetteur intentionnel RF. Au-delà de ces aspects, les chambres réverbérantes s'ouvrent également à bien d'autres applications, à différents stades de maturité. La mesure d'efficacité d'antenne ou de gain de diversité dans un canal à forte densité de trajets multiples constituent des exemples d'application. Les chambres réverbérantes sont désormais au cœur des tests « over the air » (OTA) pour les stations de base 5G. Les propriétés des chambres réverbérantes peuvent également être mises à profit pour explorer bien d'autres voies, incluant l'exposition des ondes sur le vivant, la mesure de diagramme de rayonnement, les mesures en rétrodiffusion. C'est précisément ce que nous illustrerons lors de cette communication en nous appuyant sur quelques exemples de protocoles de mesure issus de la littérature.

Communications ultra-basse énergie par rétrodiffusion de champ ambiant

Julien De Rosny

Institut Langevin – ESPCI, 75238 Paris Cedex 05, France

Depuis quelques années le nombre d'objets connectés (IoT) croît de manière importante. Afin de limiter au maximum la consommation énergétique de ces IoT ainsi que l'encombrement spectral, des solutions passives fondées sur la modulation d'un champ ambiant par un rétrodiffuseur variable (AmB) sont étudiés. Durant cet exposé, une synthèse des résultats obtenus ces dernières années en étroite collaboration entre l'institut Langevin et Orange Innovation sur différents aspects des AmB pour évaluer et accroître leurs performances sera effectuée. Des aspects fondamentaux sur la modélisation du comportement des AmB jusqu'à des essais in situ ont été abordés lors de ces travaux. L'exposé se terminera par la présentation de résultats récents obtenus avec une surface reconfigurable ainsi qu'un prototype qui présente trois modes de fonctionnement : AmB, RIS et réseau d'antennes.

New 6g challenges: the time for electromagnetic field awareness has come

Dinh-Thuy Phan Huy

Orange

To support the continuous growth of the Internet traffic, each new generation of mobile network (3G, 4G, 5G) is improved with respect to the previous generation, in terms of spectral efficiency, capacity, and energy efficiency. However, each new generation also adds its own cost in terms of spectrum and energy consumption to the costs of all previous already deployed ones. Moreover, it adds its own contribution to the overall Electro-Magnetic Field (EMF) exposure. In most countries, national regulators define the EMF limits based on the guidelines published by the International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP). However, some countries or cities have adopted more stringent limits; sometimes ten times lower than the ICNIRP guidelines. More generally, ensuring arbitrarily low EMF exposure may potentially be requested in some areas, by customers, in the future. 6G, currently still at the Research stage, has the opportunity to be the first generation to take into account arbitrarily low EMF exposure in its design. We believe it is now the right time to explore disruptive approaches for transmitting more, with a better EMF exposure awareness.

Considérations sur la conception d'un redresseur destiné à la récupération d'énergie RF dans la bande ISM à 868 MHz

Jesus Argote-Aguilar^{1,2}, Florin-Doru Hutu², Guillaume Villemaud², Matthieu Gautier¹, Olivier Berder¹

¹Univ Rennes, CNRS, IRISA, prenom.nom@irisa.fr

²Univ Lyon, INSA Lyon, Inria, CITI, EA3720, 69621 Villeurbanne, France, prenom.nom@insa-lyon.fr

Mots clés (en français et en anglais) : redresseur, transfert de puissance sans fil, ligne microruban, diode Schottky (rectifier, wireless power transfer, microstrip line, Schottky diode).

Résumé/Abstract

L'étude théorique des redresseurs RF à travers la simulation avec des composants idéaux est une première approche pour comprendre les atouts et les inconvénients d'un tel circuit destiné à la récupération d'énergie RF. Cependant, les composants électroniques réels ont des pertes et des effets parasites qui peuvent changer drastiquement le comportement de ces redresseurs, notamment leur rendement de conversion. Le travail présenté ici met en évidence l'importance de prendre en compte la technologie de fabrication. Les considérations de conception pour le redresseur proposé ici tiennent compte du contexte applicatif qui est l'alimentation avec une tension continue régulée d'une interface de type « wake-up radio » à travers un circuit de gestion d'énergie (PMIC - Power Management Integrated Circuit).

The theoretical study of RF rectifiers through simulation with ideal components is a first approach to understand the advantages and drawbacks of such a circuit intended for RF energy harvesting. However, real electronic components have losses and parasitic effects that can drastically change the behavior of these rectifiers, especially their conversion efficiency. The work presented here highlights the importance of considering the manufacturing technology. The design considerations for the rectifier proposed here consider the application context which is the supply of a regulated DC voltage to a "wake-up radio" interface through a Power Management Integrated Circuit (PMIC).

1 Introduction

Récupérer de l'énergie Radio-Fréquence (RF) pour rendre des objets connectés moins dépendants des sources conventionnelles d'énergie (batteries, accumulateurs, etc.) apparaît comme une solution prometteuse. De plus, pour réduire la consommation globale des objets communicants, des interfaces radio à très faible consommation d'énergie peuvent permettre des réveils par ondes radio (Wake-up Radio - WuRx) [1]. Alimenter ces WuRx par récupération d'énergie RF est alors envisageable, à condition de garantir des niveaux suffisants de puissance récupérée ainsi qu'une tension d'alimentation régulée. Dans les circuits de récupération d'énergie RF, des redresseurs sont utilisés pour transformer le signal RF en une tension continue. Dans certaines applications, il est souhaitable de récupérer de l'énergie RF sur une large plage de niveaux de puissance. Pourtant, la conception de ces redresseurs s'avère très complexe particulièrement à cause de la non-linéarité des diodes qui le composent et par conséquent dépend du niveau de puissance du signal RF.

Dans la littérature scientifique, différentes approches sont proposées pour récupérer de l'énergie RF sur une large plage de puissance de façon efficace. Dans [2], l'auteur associe deux redresseurs identiques avec un coupleur en quadrature pour rendre l'impédance d'entrée du système constante à 50Ω et indépendant de la puissance d'entrée. L'association est optimisée pour récupérer des puissances à 20 dBm et une fréquence de 2.45 GHz. Des puissances autour de 10 dBm sont réfléchies par un des ports du coupleur à une nouvelle association de redresseurs optimisés pour récupérer ce dernier niveau de puissance et ainsi agrandir la plage de puissance de récupération du système. Dans [3], les auteurs associent 3 redresseurs, chacun optimisé pour une bande de fréquence spécifique et avec sa propre antenne. Selon la façon avec laquelle ils sont branchés en sortie à l'aide d'un interrupteur à base de transistors MOSFET, l'association est optimisée pour des niveaux des puissances d'entrée de 1 dBm et -4 dBm, ce qui élargit la capacité du système à récupérer de l'énergie RF sur une plage plus large. Dans [4] et [5], des redresseurs optimisés à un niveau spécifique de puissance et chaque redresseur avec sa propre charge sont connectés à un circulateur qui achemine les niveaux de puissance aux redresseurs appropriés depuis une seule antenne. Ces deux travaux récupèrent de la puissance à 2.45 GHz, sur une plage de puissance allant de -20 dBm à 20 dBm. Dans [6], les auteurs proposent une architecture qui fournit une tension régulée à travers un circuit intégré de gestion d'énergie qui est alimenté par une association de redresseurs capable de récupérer de manière efficace de l'énergie RF sur la bande à 868 MHz et une plage de puissance allant de -20 dBm à 0 dBm. Les redresseurs sont associés à travers un circulateur à l'entrée et en série à la sortie pour alimenter un circuit de gestion d'énergie

qui à son tour est capable de fournir une tension régulée à une Wake-Up Radio faible consommation (Figure 1). Si les puissances autour de -20 dBm peuvent être récupérées de l'environnement ou depuis une source dédiée, les niveaux de puissance allant au-delà de 0 dBm sont assez élevés et loin d'être présents dans l'environnement. Cependant, d'autres scénarios sont envisageables, par exemple des niveaux autour de 0 dBm peuvent être recyclés par couplage entre l'antenne du circuit de récupération d'énergie RF et l'antenne principale de l'objet communicant (du fait qu'elles sont très proches), lors des transmissions de ce dernier. Dans [6], la conception de l'architecture proposée est simulée en utilisant des composants idéaux uniquement.

Dans cette communication, nous proposons des considérations de conception d'un redresseur à 868 MHz et 0 dBm et l'étude de l'utilisation de composants réels sur le fonctionnement du redresseur. L'étude est réalisée en simulation à l'aide du logiciel ADS de Keysight. Cet article est organisé de la façon suivante : une étude est réalisée avec des composants idéaux dans la section 2, des modèles plus proches de la réalité sont utilisés dans la section 3 et finalement la section 4 conclue ce papier.

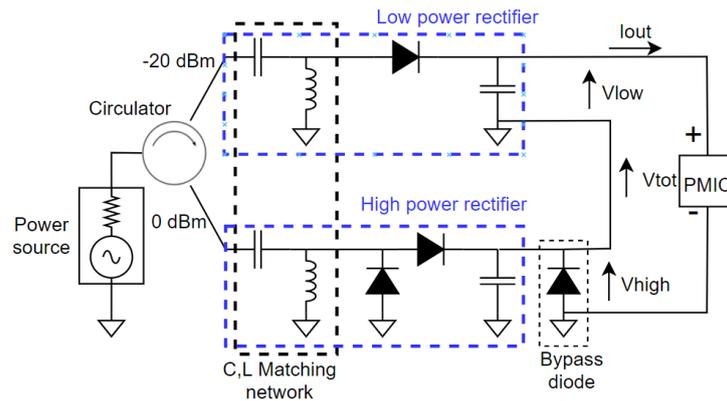


Figure 1 : Architecture pour la récupération d'énergie RF de -20 dBm à 0 dBm.

2 Etude avec des composants idéaux

Une approche rapide pour choisir une topologie de redresseur et la diode utilisée est l'étude des performances avec des composants idéaux ensuite d'ajouter du réalisme. Sur la Figure 1, il est possible de distinguer les parties d'un redresseur. La partie circuit d'adaptation permet d'adapter l'impédance d'entrée du redresseur avec l'impédance de la source qui généralement est une antenne, ensuite une partie constituée par des diodes fait la rectification du courant alternatif fourni par l'antenne dans un courant continu et finalement une partie (sur la Figure 1 un condensateur) qui permet de lisser la tension de sortie du redresseur. La figure 2 montre trois types de topologies d'un redresseur données par la disposition de ces diodes. Cet article se focalise sur le bloc circuit d'adaptation et les topologies série, parallèle et doubleur de tension, quand les diodes SMS7630, HSMS2850 et HSMS2860 sont considérées.

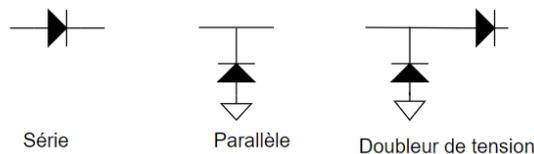


Figure 2 : Topologies d'un redresseur à base de diodes Schottky

La Figure 3 montre les rendements ou efficacités E_{ff} de ces topologies à base des diodes susmentionnées en fonction de la charge du redresseur quand un circuit d'adaptation en L à base d'éléments réactifs idéaux est utilisé. Pour chaque valeur de la charge, le circuit d'adaptation est optimisé avec pour objectif d'avoir un coefficient de réflexion S_{11} en dessous de -25 dB à 868 MHz et un rendement maximal pour une puissance d'entrée de 0 dBm.

Le Tableau 1 présente les valeurs de charges optimales pour chaque topologie et chaque diode ainsi que les rendements maximaux obtenus pour ces charges. Les résultats montrent qu'à 0 dBm et à 868 MHz, la diode HSMS2860 est la plus performante et les trois topologies qui utilisent cette diode ont des rendements maximaux similaires (supérieurs à 85 %).

Différentes combinaisons des éléments réactifs idéaux du circuit d'adaptation en L ont été étudiées et les rendements des rectifieurs ne changent pas de manière significative. Cette étude permet d'affirmer que les rendements et les

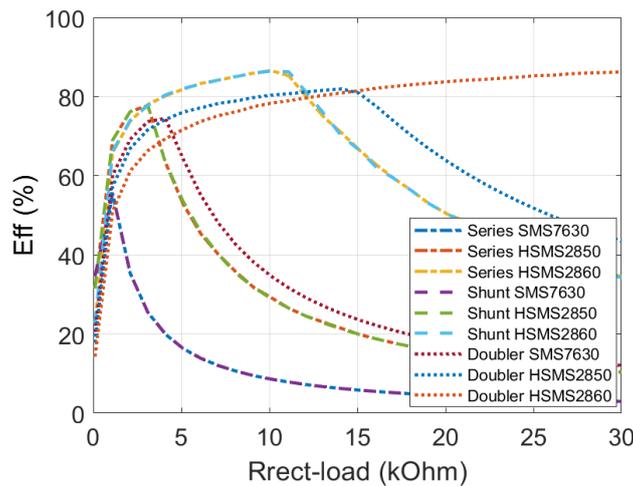


Figure 3 : Rendements des différents redresseurs en fonction de la charge à 868 MHz et 0 dBm.

charges optimales, à une fréquence et une puissance donnée, sont dépendantes des diodes et des topologies et sont indépendantes de la structure du circuit d'adaptation à condition que ce dernier offre un bon coefficient de réflexion. Il faut mentionner que, pour une diode donnée, les courbes des topologies à une seule diode se superposent, comme observé dans la Figure 2. De plus, les résultats montrent que la charge optimale pour les topologies à une seule diode est inférieure, autour de 10 k Ω , face à 40 k Ω dans le doubleur de tension pour les redresseurs à base de la diode HSMS2860. Le choix de la topologie et de la diode en fonction de la charge est fait selon l'application, des charges plus élevées sont capables de fournir des tensions plus élevées. Cependant pour certaines applications, tant qu'elles fournissent un niveau suffisant de tension, des topologies plus simples à une seule diode sont préférées. Un autre facteur de dimensionnement est l'impédance d'entrée du circuit auquel le rectifieur est branché. La charge optimale d'une topologie est indépendante du circuit d'adaptation quand ce dernier garantit des bons coefficients de réflexion pour chaque charge. Pourtant il est possible d'optimiser un circuit d'adaptation pour que le redresseur ait un transfert de puissance maximal pour une charge spécifique. Dans [7], les auteurs indiquent le fait que l'impédance de sortie du rectifieur est égale à sa charge optimale. En effet, il est possible de faire la conception d'un circuit d'adaptation pour que le redresseur ait une impédance de sortie souhaitée, parfois au détriment du rendement du redresseur.

Topologie	Diode	Charge optimale (k Ω)	Rendement (%)
Série	SMS7630	1	55.5
Série	HSMS2850	3	77.8
Série	HSMS2860	10	86.6
Parallèle	SMS7630	1	55.5
Parallèle	HSMS2850	3	77.8
Parallèle	HSMS2860	10	86.5
Doubleur de tension	SMS7630	4	74.5
Doubleur de tension	HSMS2850	14	82.0
Doubleur de tension	HSMS2860	40	88.0

Tableau 1 : Rendements et charges optimales des différents redresseurs.

3 Etude avec des modèles plus réalistes des composants

A cause de la simplicité et des bons rendements obtenus avec des composants idéaux, la topologie série et la diode HSMS2860 sont choisies pour une étude plus approfondie. Pour affiner la conception du redresseur, les composants passifs idéaux sont remplacés par des composants réalistes qui incluent dans leur modèle des pertes et des effets parasites.

Tout d'abord, les effets parasites du boîtier de la diode sur le rendement et la charge optimale du redresseur sont étudiés sur la Figure 4. Bien que les valeurs des éléments réactifs du circuit d'adaptation changent pour chaque charge du rectifier, le rendement n'est pas affecté. Ce résultat est expliqué par le fait que le modèle du boîtier n'est constitué que par des composants réactifs.

Ensuite, les composants idéaux du circuit d'adaptation sont remplacés par des modèles plus réalistes. De plus, une partie des composants discrets est remplacée par leurs homologues réalisés en technologie microruban. La Figure 5(a) montre l'impact des paramètres du substrat sur le rendement du redresseur. Un substrat ISOLA est utilisé

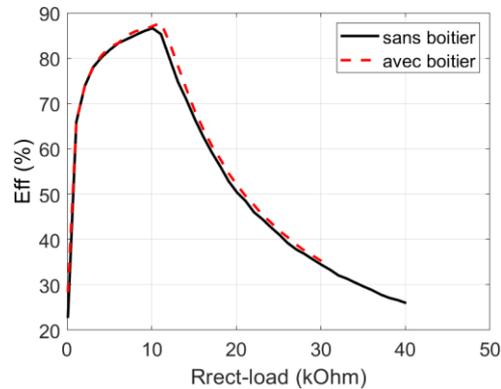


Figure 4 : Etude de l'impact des effets parasites du boîtier de la diode (SOT-23) sur le rendement de la topologie série et la diode HSMS2860.

comme référence, celui-ci a les caractéristiques suivantes : $t_{sub} = 0.73 \text{ mm}$, $E_r = 3.62$, $TanD = 0.0042$, $t_{cu} = 17 \mu\text{m}$, où t_{sub} est l'épaisseur du substrat, E_r est la permittivité relative du diélectrique, $TanD$ est la tangente de pertes et t_{cu} l'épaisseur des lignes de transmission. La Figure 5(b) montre les rendements des redresseurs conçus avec ces composants discrets réels.

Sur la Figure 5(a), les courbes de composants idéaux ont des allures très proches. Néanmoins, comme attendu, en rajoutant du réalisme dans la modélisation du circuit électronique, ses rendements et la charge optimale diminuent. A 868 MHz, la longueur des lignes microruban du circuit d'adaptation est autour de 50 mm au total et les pertes dans le diélectrique (liées à $TanD$) et le conducteur sont non-négligeables, ce qui explique la diminution des rendements. La Figure 5(b) montre que les rendements obtenus avec des composants discrets réels sont supérieurs au rendement des redresseurs conçus avec des lignes microrubans et que le rendement augmente avec le facteur de qualité des composants. En effet, la diminution des rendements est principalement liée aux pertes dans la technologie. Par conséquent, pour toutes les topologies, des meilleurs rendements seront obtenus avec la technologie et la disposition qui introduisent moins de pertes.

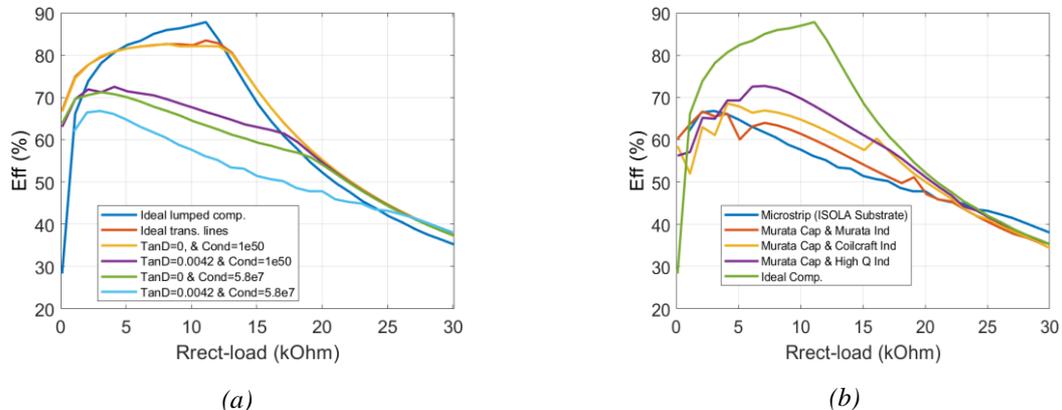


Figure 5 : Comparaison de l'impact des a) lignes microrubans et b) composants discrets sur la topologie série et la diode HSMS2860.

Pour simplifier au maximum l'étape de fabrication, l'architecture à base de lignes microrubans a été choisie. A cause des différences signalées sur la Figure 5(a), les trois topologies et les trois diodes mentionnées ont été simulées à nouveau avec un circuit d'adaptation qui utilise des lignes microrubans. La Figure 6 montre la disposition des lignes du circuit d'adaptation utilisée pour tous les redresseurs. Une ligne en série avec le redresseur L_s et une ligne court-circuitée en parallèle avec la source L_p sont utilisées. La Figure 7 compare les rendements obtenus avec ces lignes microrubans quand le substrat ISOLA est utilisé face aux rendements obtenus avec des composants idéaux pour les différents redresseurs.

Les rendements des rectifieurs qui utilisent des lignes microrubans dans le circuit d'adaptation sont en dessous ou quasiment confondus avec les rendements des rectifieurs conçus avec des composants idéaux. Les rendements des lignes microruban légèrement supérieurs à ses homologues idéaux s'expliquent par le coefficient de réflexion S_{11} .

Bien que tous les S_{11} sont en dessous de -25 dB, pour ces circuits d'adaptation en ligne microruban, les S_{11} sont autour de -40 dB, ce qui explique un léger et négligeable rendement supérieur. Sur la Figure 7, il est possible d'observer que certaines topologies ont des diminutions sur les rendements plus drastiques que d'autres. La longueur de la ligne de transmission en parallèle L_p n'a pas un effet important sur la diminution des rendements, pourtant les pertes dans la résistance équivalente de la ligne de transmission en série modifie considérablement le facteur de qualité du circuit d'adaptation.

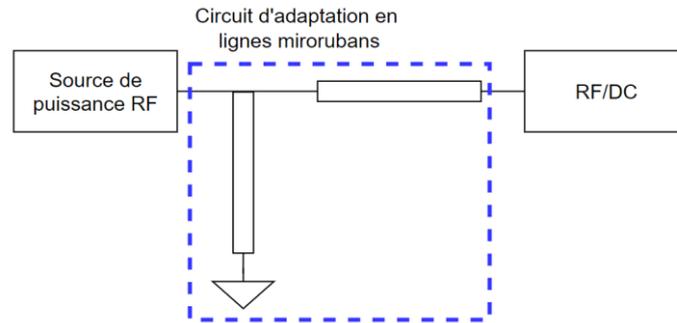


Figure 6 : a) Structure du circuit d'adaptation en lignes microrubans

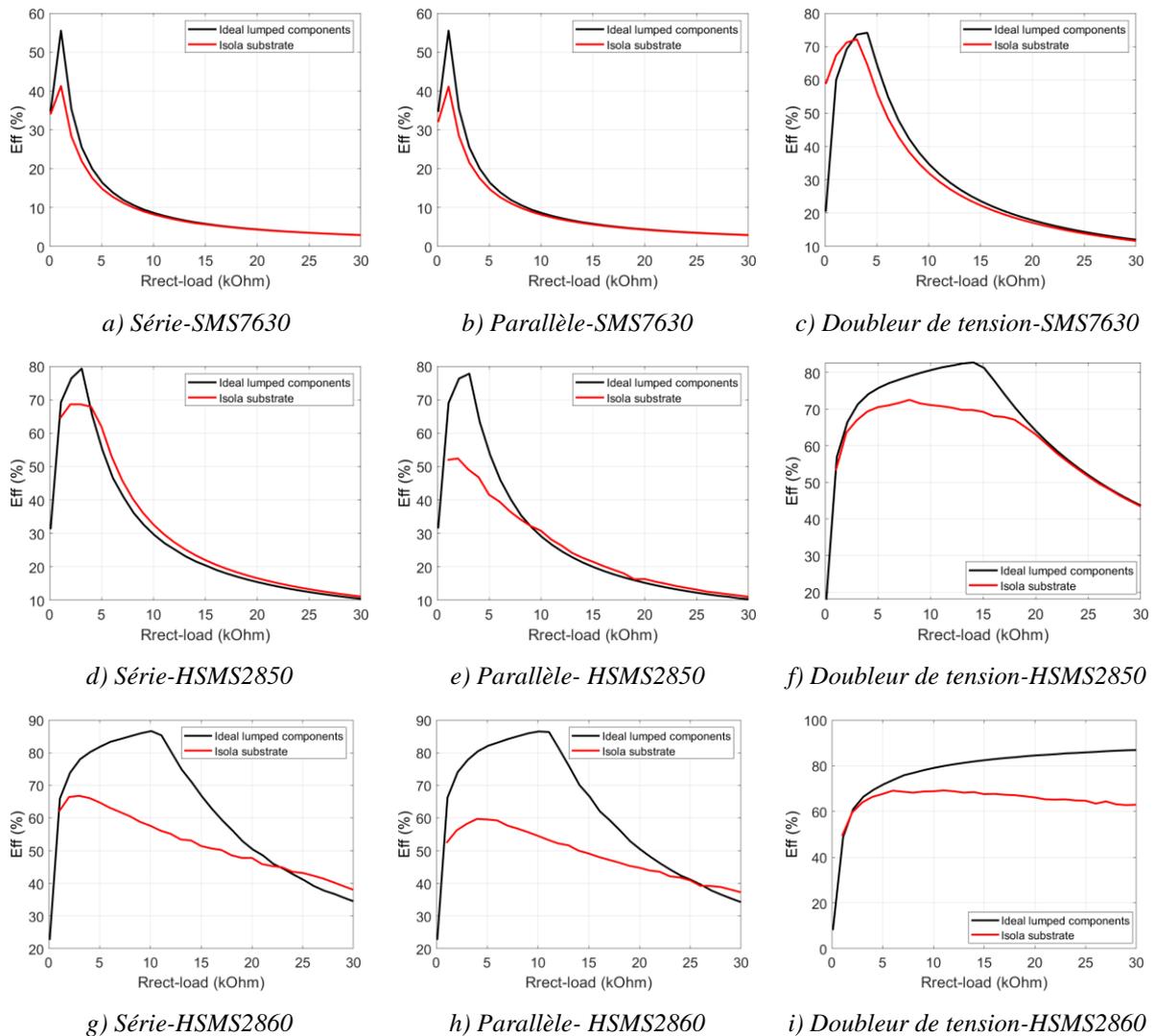


Figure 7 : Comparaison des rendements des différents redresseurs quand ils sont conçus avec des lignes microrubans face aux rendements obtenus avec des composant idéaux.

La Figure 8 montre les longueurs des lignes Ls des rectifieurs Doubleur de tension-HSMS2850 et Série-HSMS2860 qui ont des rendements et charges optimales comparables quand ils utilisent des composants idéaux. Pourtant quand des lignes microrubans sont utilisées, la diminution des rendements du dernier est plus importante. En effet, les longueurs des lignes Ls du redresseur Série-HSMS2860 sont plus importantes que celles du redresseur Doubleur de tension-HSMS2850.

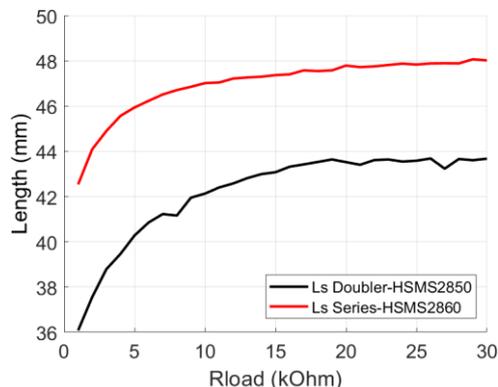


Figure 8 : Longueur des lignes microruban en série avec les redresseurs Doubleur de voltage-HSMS2850 et Série-HSMS2860

Les longueurs des lignes microrubans dans cette configuration du circuit d'adaptation dépendent de l'impédance d'entrée intrinsèque à la topologie et les diodes utilisées à une fréquence et une puissance donnée. Le meilleur rendement obtenu en utilisant cette technologie est de 71 % pour une charge de 8 k Ω et correspond à la topologie doubleur de tension et la diode HSMS2850.

4 Conclusion

Ce travail montre les considérations à prendre en compte pour la conception d'un redresseur RF dans la bande à 868 MHz et pour une puissance d'entrée de 0 dBm. Une étude avec des composants idéaux est une approche rapide qui permet notamment le choix de la topologie du circuit redresseur. Néanmoins, l'impact du réalisme dans la modélisation des composants électroniques peut changer drastiquement les performances du redresseur. Ce travail montre l'importance de prendre en compte la technologie utilisée pour choisir et concevoir un redresseur. Par la suite, ces considérations de conception seront prises en compte pour la conception et la fabrication de l'architecture complète de circuit récupérateur d'énergie capable de récolter l'énergie dans une large gamme de puissances et délivrer une tension régulée à sa charge.

5 Bibliographie

- [1] F. Ait-Aoudia, M. Gautier, M. Magno, O. Berder, et L. Benini, "Leveraging energy harvesting and wake-up receivers for long-term wireless sensor networks," *Sensors*, p. 1578, 2018.
- [2] M. -D. Wei and R. Negra, "Dynamic-Range Extension Technique based on Balanced Rectifiers," *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, Philadelphia, PA, USA, 2018, pp. 1141-1143, 2018.
- [3] C. Benkalfate, A. Ouslimani, A.-E. Kasbari, and M. Feham, "A new rf energy harvesting system based on two architectures to enhance the dc output voltage for wsn feeding," *Sensors*, vol. 22, no. 9, p. 3576, 2022.
- [4] A. Benhamou, M. Tellache, S. Hebib, and H. Mahfoudi, "A wide input power range rectenna for energy harvesting and wireless power transfer applications," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 30, no. 12, p. e22461, 2020.
- [5] H. Zhang, Y. -x. Guo, Z. Zhong and W. Wu, "Cooperative Integration of RF Energy Harvesting and Dedicated WPT for Wireless Sensor Networks," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 29, no. 4, pp. 291-293, 2019.
- [6] J. Argote-Aguilar, F. -D. Hutu, G. Villemaud, M. Gautier et O. Berder, "Efficient Association of Low and High RF Power Rectifiers for Powering Ultra-Low Power Devices," *29th IEEE ICECS conference*, pp. 1-4, 2022.
- [7] S.-E. Adami, V. Marian, N. Degrenne, C. Vollaïre, B. Allard, and F. Costa, "Self-powered ultra-low power DC-DC converter for RF energy harvesting," in *IEEE Faible Tension Faible Consommation*, pp. 1-4, 2012.

Étude de la compatibilité électromagnétique des dispositifs médicaux implantables actifs aux champs magnétiques industriels basses fréquences

Lucien Hammen^{1,2}, Lionel Pichon², Yann Le Bihan², Mohamed Bensetti², Gérard Fleury¹

¹Laboratoire d'Electromagnétisme, Vibrations et Optique, Institut national de recherche et de sécurité (INRS) Vandoeuvre-lès-Nancy, France

²Laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris, Université Paris-Saclay, CentraleSupélec, CNRS, Sorbonne Université Gif-sur-Yvette, France

Mots clés : CEM, DMIA, Pacemaker, Santé et sécurité au travail ; Keywords : EMC, AIMD, Pacemaker, Occupational safety

Résumé/Abstract

De plus en plus de travailleurs sont équipés de Dispositifs Médicaux Implantables Actifs (DMIA) pouvant interférer avec les sources industrielles de champs électromagnétiques. Une nouvelle méthode d'essai pour évaluer la compatibilité électromagnétique (CEM) des DMIA aux champs magnétiques industriels a été développée. Elle est basée sur une approche expérimentale mettant en œuvre un banc d'essai spécifique. Le champ magnétique généré par celui-ci peut atteindre, entre 50 Hz et 50 kHz, les limites d'exposition hautes pour les travailleurs pour chaque direction de l'espace. La solution technique adoptée est l'utilisation de 3 bobines de Helmholtz imbriquées selon 3 directions de l'espace orthogonales. Une bonne adéquation entre les simulations numériques et les mesures expérimentales a été observée.

Pour illustrer la mise en œuvre de cette nouvelle méthode d'essai, une étude de l'impact de l'orientation du champ magnétique sur le fonctionnement d'un pacemaker (PM) est présentée. Il apparaît que l'orientation du champ est un paramètre déterminant pour la CEM des PM.

L'étude de l'impact d'autres paramètres tels que la fréquence ou la conductivité de la solution saline est en cours. Une comparaison entre différents modèles sera également menée. Cette méthode pourra être appliquée à d'autres DMIA tels que des défibrillateurs implantables.

More and more workers are equipped with Active Implantable Medical Devices (AIMD) that are sensitive to interaction with workplace electromagnetic environment. A new test method for assessing the Electromagnetic Compatibility (EMC) of AIMDs against industrial magnetic field sources was developed. It is based on an experimental approach using a specific test bench. Concerning the technical specifications, the generated magnetic field can reach the high occupational exposure limits between 50 Hz and 50 kHz in each space direction. The solution adopted was to combine three Helmholtz coil systems on three orthogonal space directions. A good agreement between the numerical simulation and the measured B field distribution was observed.

To illustrate the application of this new test method, a study on the impact of the magnetic field direction on the functioning of Pacemakers (PM) is presented. It appears that the field direction is a relevant parameter for evaluating the EMC of PMs.

This new test method will also be used to test other parameters and to compare the behaviour of different PMs. It could also be applied to other DMIA such as implantable cardioverter defibrillator.

1. Introduction

Les implants cardiaques font aujourd'hui partie de la vie courante. Plus d'un million de PM, sont implantés chaque année dans le monde [1] dont 67 000 en France [2]. Comme tout équipement électronique, les DMIA sont sensibles aux interactions avec les champs électromagnétiques. De telles perturbations peuvent entraîner des dysfonctionnements aux conséquences potentiellement sévères. Ces questions de CEM des DMIA font l'objet d'un grand nombre de publications [2]–[5] notamment à propos d'équipements de la vie courante mais peu traitent de la CEM avec des sources industrielles. Il est ainsi difficile pour un médecin du travail d'évaluer correctement les risques dans le cas d'un salarié porteur d'un DMIA. De plus, il faut savoir qu'un travailleur est susceptible d'être d'avantage exposé aux champs électromagnétiques lors de son travail. En effet, en Europe, les limites d'exposition des travailleurs [6] sont généralement supérieures aux limites pour le public [7].

Selon un rapport interne, les sources industrielles émettent principalement des champs magnétiques basses fréquences. On peut par exemple citer, le soudage à l'arc, le soudage par point ou encore le chauffage par induction.

Pour répondre aux directives européennes, les fabricants d'implant réalisent des essais de CEM selon des normes internationales [8], [9]. Cependant ces dernières sont selon certains aspects limitées : pas d'essai où le dispositif complet est soumis à un champ magnétique, considération partielle de l'orientation du champ, pas d'utilisation de signaux correspondant à des situations d'expositions réelles etc...

Au vu des considérations précédentes, il existe ainsi un besoin de développer une nouvelle méthode d'essai pour estimer la CEM des DMIA aux champs magnétiques industriels basses fréquences (BF). La méthode ici proposée repose sur une approche expérimentale s'appuyant sur un banc d'essai. Ce dernier permet par exemple de tester l'impact de différents paramètres sur le fonctionnement de l'implant, tels que l'orientation ou la fréquence du champ magnétique. Il est également possible de comparer le fonctionnement de différents implants entre eux.

Pour illustrer la mise en œuvre de cette nouvelle méthode d'essai, une étude de l'impact de l'orientation du champ magnétique sur le fonctionnement d'un pacemaker (PM) est présentée.

2. Matériels et méthodes

Un banc d'essai a été conçu à l'aide du logiciel de simulation numérique CST studio suite. L'objectif de ce banc est de pouvoir reproduire un champ magnétique BF homogène et maîtrisé sur un volume pouvant accueillir un DMIA. Pour prendre en compte la variabilité de positionnement de l'implant vis-à-vis de la source, le champ doit être orientable dans l'espace. En terme d'amplitude, le champ magnétique doit pouvoir atteindre entre 50 Hz et 50 kHz les limites hautes d'exposition du travailleur, ce qui représente théoriquement le niveau maximal auquel un implant peut être soumis. Le banc doit également permettre de reproduire des signaux non-sinusoïdaux représentatifs de l'exposition réelle à un poste de travail.

La solution technique retenue est l'utilisation de 3 bobines de Helmholtz imbriquées entre elles selon 3 directions de l'espace orthogonales. L'alimentation de ces bobines se fait à l'aide d'amplificateurs de puissance. Pour supprimer le champ électrique parasite dû à l'alimentation des bobines, ces dernières sont blindées à l'aide d'une couche d'aluminium (cf. Figure 1).



Figure 1 : banc d'essai

Pour tester la réponse de l'implant soumis au champ magnétique, ce dernier est immergé dans une solution saline simulant les propriétés électromagnétiques du corps humain. La conductivité de la solution correspond à la conductivité moyenne du sang humain, soit environ 0,54 S/m [10]. L'ensemble du système - constitué d'un bac en plexiglass contenant la solution, le dispositif et une grille en plastique pour maintenir ce dernier - est placé au sein du banc. Le fonctionnement de l'implant est ensuite monitoré lors de l'application d'un champ magnétique.

Il est ainsi possible de déterminer l'impact de différents paramètres sur le fonctionnement de l'implant comme l'orientation ou la fréquence du champ magnétique.

Pour notre exemple, on s'intéresse à l'étude de l'impact de l'orientation du champ magnétique sur le fonctionnement d'un PM. Ce dernier est configuré en mode DDD comme la majorité des PM implantés dans les pays développés [1]. Les sondes fonctionnent en mode bipolaire comme la quasi-totalité des sondes utilisés aujourd'hui [1]. Le mode DDD indique selon la codification internationale que « l'écoute » et la stimulation se font sur l'atrium et le ventricule et que le dispositif peut soit pallier les défauts de stimulation du cœur soit être inhibé si il détecte une activité cardiaque spontanée. C'est le mode de programmation standard d'un pacemaker double chambre. Ce mode nous permet de tester aussi bien la fonction « écoute » que la fonction stimulation du PM. Pour une sonde, le mode bipolaire indique que « l'écoute » et la stimulation se font entre deux électrodes situées au bout de la sonde pour la première et quelques centimètres en retrait pour la deuxième. Le PM et ses sondes sont placés au sein du bac dans une configuration se rapprochant d'une implantation clinique typique (pectorale gauche).

Dans notre cas, on fait varier l'orientation du champ magnétique selon huit directions équiréparties dans l'espace. Le champ magnétique considéré est sinusoïdale de fréquence 50 Hz, ce qui correspond à la fréquence d'un grand nombre de sources industrielles en Europe. Les amplitudes appliquées sont comprises entre 0 μ T et 400 μ T en fonction de l'orientation considérée et avec un pas de 10 μ T.

Le fonctionnement du pacemaker est contrôlé à l'aide de deux câbles coaxiaux immergés dans la solution saline. Le premier permet d'envoyer un signal ECG simulant une contraction de l'atrium, le deuxième permet de détecter le signal de stimulation ventriculaire généré en réponse par le PM (cf. Figure 2). Lors de l'exposition au champ magnétique, si une diminution de l'amplitude du pulse ventriculaire de plus de 50 % ou une variation du délai atrio-ventriculaire de plus de 20 % est observé, on considère que le PM dysfonctionne [11]. Pour chaque amplitude de champ magnétique considérée, une séquence de 100 pulses atriales est appliquée à une fréquence de 60 bpm, le nombre de dysfonctionnement observé est enregistré. Il est ainsi possible de tracer le pourcentage de dysfonctionnement en fonction de l'amplitude du champ magnétique pour les différentes orientations que l'on souhaite comparer.

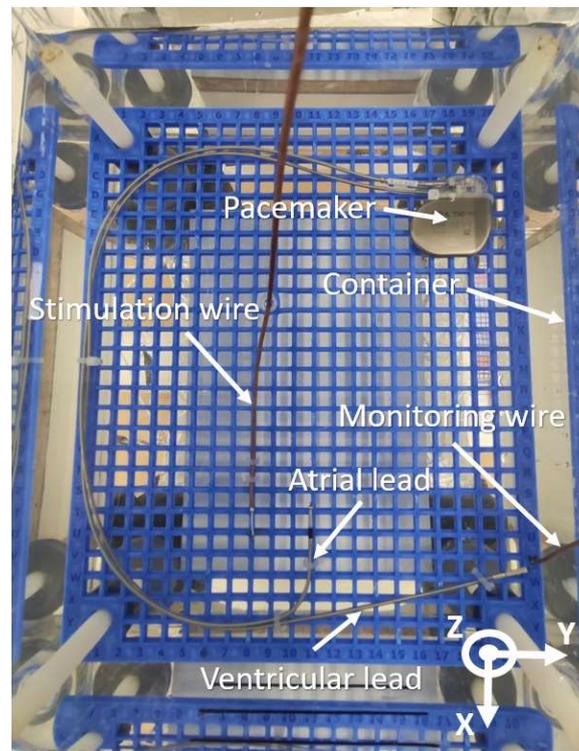
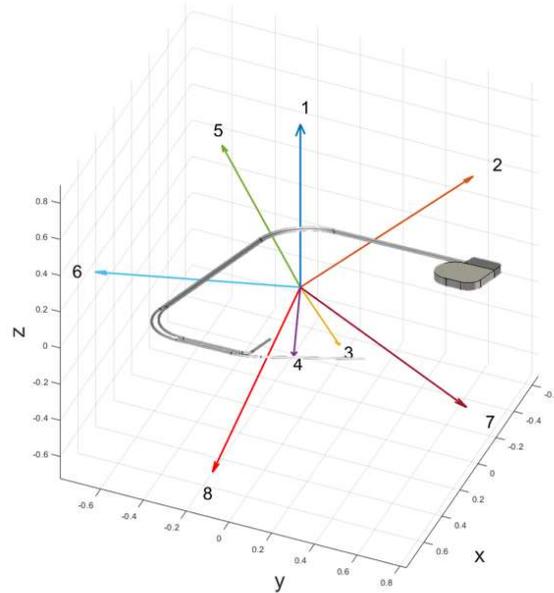


Figure 2 : configuration pour les essais

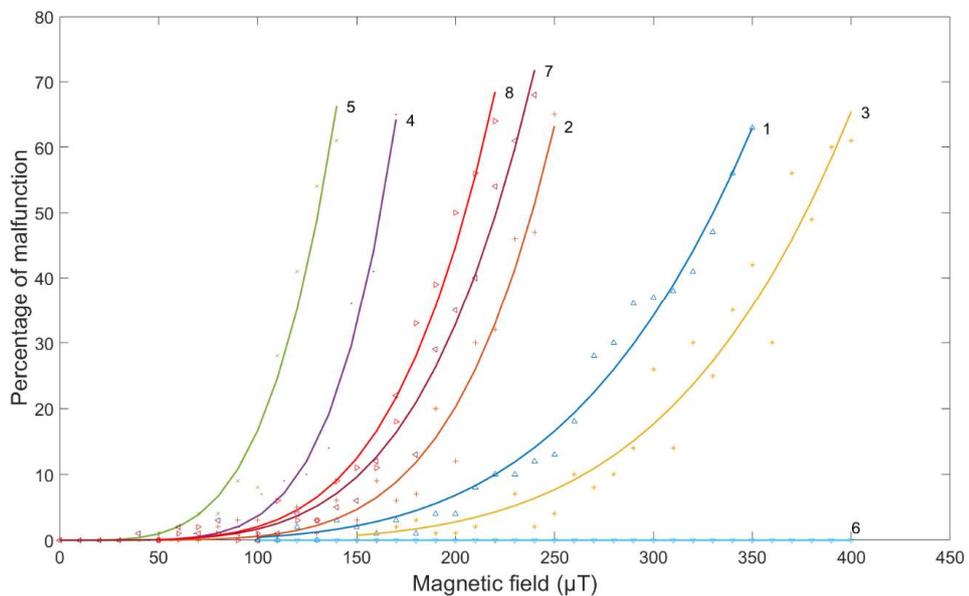
3. Résultats

Le banc d'essai a été caractérisé et il répond au cahier des charges détaillé précédemment. Une bonne adéquation entre les simulations numériques et les mesures expérimentales a été observée.

Le pourcentage de dysfonctionnement en fonction de l'amplitude du champ magnétique appliqué est donné pour les huit orientations du champ magnétique considérées (cf. figure 3). Pour faciliter la comparaison des différentes courbes entre elles, celles-ci sont approximées par une fonction puissance ($y = a \cdot x^b$) qui semble bien correspondre aux tendances observées.



(a)



(b)

Figure 3 : (a) illustration des huit orientations considérées (le PM et ses sondes sont dans le plan xy)
(b) pourcentage de dysfonctionnement en fonction de l'amplitude du champ magnétique pour les 8 orientations

Concernant la 6^{ème} orientation, aucun dysfonctionnement n'a été observé entre 0 et 400 μ T, cependant des dysfonctionnements apparaissent pour des niveaux de champ plus élevés.

Suite à l'exposition au champ magnétique, le PM reprend une activité normale. Aucun effet à long terme n'a été observé.

4. Discussions

On observe que l'orientation du champ magnétique a un impact sur le fonctionnement du PM. L'orientation qui est à l'origine du plus fort pourcentage de dysfonctionnement ne correspond pas à l'orientation de référence considérée par la littérature [11], [12] et les normes internationales [8], [9], c'est-à-dire une direction du champ perpendiculaire au plan formé par le PM et ses sondes.

L'absence d'effet à long terme observé répond bien aux exigences des normes internationales.

5. Conclusions

Une nouvelle méthode pour évaluer la CEM des DMIA a été développée et caractérisée. Les premiers essais ont montré que l'orientation du champ magnétique est un paramètre déterminant pour la CEM des PM.

L'étude de l'impact d'autres paramètres tels que la fréquence ou la conductivité de la solution saline est en cours. Une étude comparative entre différents modèles de PM sera également menée.

Cette méthode d'essai pourra être appliquée à d'autres DMIA tels que des défibrillateurs implantables ou des neurostimulateurs.

Remarque : Les auteurs souhaitent remercier le cardiologue Mathieu Echivard du CHRU de Nancy pour son aide précieuse.

6. Bibliographie

- [1] H. G. Mond and A. Proclemer, 'The 11th World Survey of Cardiac Pacing and Implantable Cardioverter-Defibrillators: Calendar Year 2009-A World Society of Arrhythmia's Project: 2009 SURVEY CARDIAC PACEMAKERS AND ICDS', *Pacing Clin. Electrophysiol.*, vol. 34, no. 8, pp. 1013–1027, Aug. 2011, doi: 10.1111/j.1540-8159.2011.03150.x.
- [2] W. Irnich and A. D. Bernstein, 'Do induction cooktops interfere with cardiac pacemakers?', *EP Eur.*, vol. 8, no. 5, pp. 377–384, May 2006, doi: 10.1093/europace/eul014.
- [3] J. Badger, P. Taylor, and I. Swain, 'The safety of electrical stimulation in patients with pacemakers and implantable cardioverter defibrillators: A systematic review', *J. Rehabil. Assist. Technol. Eng.*, vol. 4, p. 205566831774549, Jan. 2017, doi: 10.1177/2055668317745498.
- [4] Y. Endo, K. Saito, S. Watanabe, M. Takahashi, and K. Ito, 'Study of Interference Voltage of an Implanted Pacemaker by Mobile Terminals', *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 58, no. 1, pp. 30–39, Feb. 2016, doi: 10.1109/TEMC.2015.2506183.
- [5] I. Tandogan et al., 'The effects of mobile phones on pacemaker function', *Int. J. Cardiol.*, vol. 103, no. 1, pp. 51–58, Aug. 2005, doi: 10.1016/j.ijcard.2004.08.031.
- [6] 'Directive 2013/35/UE du Parlement européen et du Conseil du 26 juin 2013 concernant les prescriptions minimales de sécurité et de santé relatives à l'exposition des travailleurs aux risques dus aux agents physiques (champs électromagnétiques) (vingtième directive particulière au sens de l'article 16, paragraphe 1, de la directive 89/391/CEE) et abrogeant la directive 2004/40/CE', *Parlement européen et Conseil de l'Union européenne*, Bruxelles, 179, Jun. 2013.
- [7] 'Recommandation du Conseil 1999/519/CE du 12 juillet 1999 relative à la limitation de l'exposition du public aux champs électromagnétiques (de 0 Hz à 300 GHz)', *Conseil de l'Union européenne*, Bruxelles, 199, Jul. 1999.
- [8] 'NF EN 45502-1 - Implants chirurgicaux - Dispositifs médicaux implantables actifs - Partie 1 : exigences générales de sécurité, marquage et informations fournies par le fabricant'. May 2016.
- [9] 'ISO 14117.pdf', *AFNOR, International standard*, Sep. 2019.
- [10] N. Ištuk, A. L. Gioia, H. Benchakroun, D. O'Loughlin, A. Lowery, and M. O'Halloran, 'Measurement of Electrical Conductivity of Human Blood at Frequencies Below 100 kHz with Four-electrode Probe Method', p. 5.

-
- [11] V. Buzduga, D. M. Witters, J. P. Casamento, and W. Kainz, 'Testing the Immunity of Active Implantable Medical Devices to CW Magnetic Fields up to 1 MHz by an Immersion Method', *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 54, no. 9, pp. 1679–1686, Sep. 2007, doi: 10.1109/TBME.2007.893502.
- [12] A. Augello, G. D. Chiara, V. M. Primiani, and F. Moglie, 'Immunity Tests of Implantable Cardiac Pacemaker Against CW and Pulsed ELF Fields: Experimental and Numerical Results', *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 48, no. 3, pp. 502–515, Aug. 2006, doi: 10.1109/TEMC.2006.877783.

Matching of an Observed Event and Its Virtual Model in Relation to Smart Theories, Coupled Models and Supervision of Complex Procedures – A Review

Adel RAZEK

Group of Electrical Engineering – Paris (GeePs), CNRS, University of Paris-Saclay and Sorbonne University, F91190 Gif sur Yvette, France; adel.razek@centralesupelec.fr

Keywords: matching, coupled models, electromagnetic systems, complex producers, supervision.

Mots clés : appairage, modèles couplés, systèmes électromagnétiques, producteurs complexes, supervision.

Abstract/Résumé

This contribution aims to illustrate the nature of the observation - modeling (or real - virtual) link, the importance of the exact model (or coupled model) in the matching involved in this link and the use of this link in the supervision of complex procedures. This involves offline and real-time matching practices. The offline case is mainly about the management and ruling of elegant theories and computational tools mimicking physical paradigms. Real-time pairing notably concerns natural phenomena, autonomous automated systems and complex procedures. The paper assess, analyze and discuss the different elements mentioned. This is aided by a literature review.

Cette contribution vise à illustrer la nature du lien observation - modélisation (ou réel - virtuel), l'importance du modèle exact (ou modèle couplé) dans l'appariement impliqué dans ce lien et l'utilisation de ce lien dans la supervision de procédures complexes. Cela implique des pratiques de mise en correspondance hors ligne et en temps réel. Le cas hors ligne concerne principalement la gestion de théories élégantes et d'outils informatiques imitant des paradigmes physiques. L'appariement temps réel concerne notamment les phénomènes naturels, les systèmes automatisés autonomes et les procédures complexes. Le document évalue, analyse et discute les différents éléments mentionnés. Cela est assisté par une revue de la littérature.

1 Introduction

Cognitive inference or virtual modeling can account for the observation of an object, phenomenon or procedure. Pairing or mirroring an observable and its virtual image has been, and still is done in many natural and man-made situations. Humankind, other creatures and natural elements often exercise the practice of observation, experience or sensory manipulation. At the same time, from this practice, they will eventually use deductive (or mimesis) skills to manage their evolution, self-protection, comfort, and survival. The activity of deduction associated with observation is one of the first natural duties born in the world. Deduction, prediction, or reasoning (modeling) associated with observation may be encountered in inherent natural events or manufactured procedures. Such a couple often works according to a process of pairing or imitation. For example, in nature, based on observation, cases of mimetic simulation (imitation strategy) are very frequent allowing camouflage [1]. This permits creatures to blend into their surroundings. This could involve simple matching or dynamic (adaptive) matching.

Both cases of link observation-modeling involving offline and online matching can be used in distinct matching categories. The offline one can be practiced in managing universal elegant theories involving their validation, explanation and unification. The online matching procedures of the link observation-modeling are practiced in various natural processes and artificial modern applications related to the supervision of automated and complex systems. In these applications, we need to reduce the involved uncertainties to achieve an optimized supervision. Such reduction is mostly needed in the virtual side of the link. Thus, we need accurate realistic system models, which can be obtained by reintegrating neglected items committed in idealizing for elegance of theories. Such coupled models permit optimized matching of the link observation-modeling. We see that the matching in the link is closely associated to elegant theories and coupled models, respectively for offline theories managing and online systems supervision.

Indeed, the foundation of basic research is built on elegant and consistent theories, which is essential for science. Let us illustrate the notion of elegance in the theories that belong to fundamental science. When a theory or model clearly and directly describes a phenomenon, it is said to be elegant. Additionally, an easy-to-understand enterprise can capture a lot of information and answer many questions. Therefore, the definition of elegance as simplicity plus greater capacity seems fair. Note that this last statement is valid only when the theory is applied in its strict scope. One of the most famous elegant unified theories is Maxwell's set of equations [2]. The case of Maxwell's equations illustrated the interest of the concept of elegance. However, later in this article in the application to

electromagnetic systems, we will see that in real systems, Maxwell's equations could not always be applied immediately and such elegance could conflict with real applications. In such cases, one must make a volte-face from elegance to reality by reconsidering the corresponding committed approximations. We are therefore inclined to modify the model based on the theory of the main field, by combining the secondary fields in a modified coupled model [3]. Such a modified model resulting from “retrograde postulations” seems paradoxically to represent the real context. Note that coupled models belong to applied science.

Many recent innovative technological processes use the concept of matching physical (observable) operations with their (virtual) mirror models. Matching depth is closely related to the fidelity of the virtual model to the real physical object. Such consistency implies the nature and ability of the model to take into account the variation of the physical element due to its operational and environmental conditions [4]. Therefore, a complete model taking into account all the phenomena governing these conditions becomes necessary and the model uncertainty involved in such a circumstance will be of knowledge type. Currently, in very promising fields, where the large number of creations and the growing importance of digital components in automated assemblies offer an opportunity to reach higher levels of production [5]. The practice of digital technologies allows the virtual projection of products and processes [6]. The combination of physical and virtual elements can be achieved through the concept of matching physical operations with their mirror models - digital twin (DT). DT is gradually being studied as a means of improving the functioning of physical units by taking advantage of the computational practices made possible by those of virtual pairing. Bidirectional links feed data from the physical element to its virtual image, and process it from the latter to the physical element [7]. This matching sequence (pairing) is a kind of mirroring of real and virtual elements. The virtual one allows various specific tasks of simulation, test, optimization... [8]. Since Michael Grieves introduced the concept of digital twins in 2002, which has quickly taken hold in various fields; the number of publications on its applications has increased significantly.

This contribution aims to illustrate the nature of the observation - modeling link and its relation with elegant theories and coupled models. First, we analyze the role of this link in the managing of elegant universal theories. Then we discuss the relation of these smart theories and coupled models. At the last part of the paper, we illustrate the importance of coupled models in the real-time matching involved in this link and its use in the supervision of complex procedures.

2 Characteristics of the link Observation-Modeling

This section aims to examine how the two elements of observation and theory each support and mutually form a duo. Thus, we examine how they are complementary and evaluate their actions in the management of universal theories involving validation, explanation and unifying capacities. Finally, we discuss advanced computational tools mimicking the physical paradigms ruled by the duo. All the observation-theory duo activities discussed in this section fall under offline matching practices.

2.1 Managing of Smart Theories

- Observation and Theory Complementarity

Observation or theoretical modeling can be self-ruling in areas of investigation that are consistently seen as standards. However, in widespread cases, we use the two items in a complementary way. Therefore, yet in a domain that customarily necessitate observation, it is generally not autonomous and it requires modeling for further investigation. Structural research in social sciences is typical example in this category; see e.g. [9]. In addition, in a field currently requiring theoretical modeling, it is not regularly either autonomous and it requires to be validated by observation, simply to be reliable [10], as we will see in next lines.

- Validating or Invalidating a Theory by Observation

In general, a theory is only thought to be established after it has been verified by observation. Furthermore, such a theory stays true until inconsistency with another observation.

Validation of the Theory of Superposition States in Quantum Mechanics

Considering the case of the “theory of superposition states” in quantum mechanics proposed by Schrödinger in 1926 [11], (Nobel 1933). In this theory, the wave function provides the probability of locating a particle at a specific position. Wineland's ion traps [12] and the cavity quantum electrodynamics of Haroche [13] validated this theory a little before 2000 (Nobel 2012: for revolutionary experimental methods, which make it possible to measure and manipulate individual quantum systems). It was only after such validation that this theory was established until a possible future invalidation.

Partial Invalidation of the Treatise of JC Maxwell by the Hall Effect

Concerning the "Hall Effect" proposed by Hall in 1879 that resulting from experiment; it concerns the relation between the force and the current in a conductor. It invalidates part of the "treatise on electricity and magnetism" proposed by Maxwell in 1873 [14]. Hall revealed and experimentally confirmed in his thesis work, the effect of force on current (distribution) in a conductor immersed in a magnetic field [15]. Maxwell thought there was no such effect.

- Observation Confirmed and Explained Later by Theory

One can meet the situation of first reaching a finding from experiment and then establishing the theory explaining and confirming such discovery. Generally, we come across such a situation in a "serendipity condition ": we find something while looking for another. A typical illustration is the revealing of superconductivity phenomenon by Kamerlingh Onnes (1853-1926), (Nobel 1913: for his investigations on the properties of matter at low temperatures which led, inter alia, to the production of liquid helium) [16]. In this context, he was studying the problems connecting to the effects of low temperatures on electronics. He could not imagine the phenomenon he observed. All the theories confirming and explaining the superconductivity phenomenon followed his discovery.

- Generalizing and Amalgamating Observations by a Theory

Several characteristics can distinguish intelligence of theories such as enhancement, generalization, and fusion. An example of such intelligence can be seen in Maxwell's equations, which are an illustration of the highest elegant composite theories. These equations originated by James Clerk Maxwell (1831-1879) incorporate an association of three laws that are obtained experimentally, discovered by three of his predecessors. They are Carl Friedrich Gauss (1777-1855), André-Marie Ampère (1775-1836) and Michael Faraday (1791-1867). The unification of Maxwell's equations was possible only because Maxwell remarked how to progress from the three experimental laws, introducing into one equation a missing link, the announced displacement current, the occurrence of which guarantees consistency of the integrated organization [2, 14].

2.2 Innovative Computing Tools Imitating Physical Paradigms

Neuromorphic and quantum computing technologies are two constructed tools based on imitations of physical systems. These two modeling tools originate straight from two paradigms belong to neurosciences and quantum physics.

- Neuromorphic Computing

The brain is an exceptionally intricate organization that performs tasks much quicker than the swiftest digital computers. Neuromorphic computing uses inspired models of the brain built on biologically replicated or artificial neural networks. Neuromorphic computers can perform complex calculations quicker, with greater power efficiency and lesser size than traditional architectures. They have the capacity to expand trained real-time learning algorithms to work online like real brains. This showed potential due to the similarities of biological and artificial neural networks (BNN and ANN) [17]. The rising request of deep learning and neural networks has stimulated a sprint to advance artificial intelligence (AI) hardware devoted to neural network calculations [18]. These tools are broadly operated in optimization, diagnostics, images, machine learning, AI, etc.

- Quantum Computing

The notion of states in quantum mechanics is the base of "quantum computers", a term created by Richard Feynman [19]. A typical computer uses transistors to process information in sequences of zeros and ones (binary mode). A quantum computer uses qubits according to the rules of quantum mechanics connecting to particle states. For a qubit, a particle can be in several states simultaneously, as well, a different phenomenon affects particle states called entanglement. This means that when two qubits in a superposition meet; signifying the state of one depends on the state of the other. Due to these phenomena, a quantum computer can achieve 0, 1, or both states at the same time for a qubit or a qubit entanglement. Thus, an n-qubit quantum computer can work instantaneously on the 2^n possibilities; however, a standard computer with n bits can only operate on one of these 2^n possibilities at a time. Therefore, the former gives us more processing power. Scientists agree that quantum computers are theoretically exponentially faster and much smarter at cracking codes that are apparently unfeasible for classical technology [20, 21].

3 Idealized Smart Theories and Coupled Models

This section aims to analyze and discuss the characteristics of elegant theories and realistic coupled models. Often, the notion of elegance belongs to the philosophy of science. On the other hand, in the present article we specify that the use of the term of elegance of theories concerns fundamental sciences whereas that of coupled models concerns applied sciences.

3.1 Smart Theories and Postulations

Let us consider a real physical problem which could be represented by the field A which, is the union of the functions B, C, D, \dots which depend on the variables x, y, z, \dots . Each of these functions relates to a different domain of science. On the other hand, often a domain is more concerned by the problem studied than the others are, let us call it the main domain and represent it by the function B in (1). If we allow that the main domain B can represent the real problem, (2) will give this approximation A_1 . Moreover, founding coherent and elegant theories usually requires postulations that compress and idealize the real context resulting in A_2 given by (3).

$$A: B(x, y) \cup C(y) \cup D(z) \dots \quad (1)$$

$$A_1: B(x, y) \quad (2)$$

$$A_2: B(x) \quad (3)$$

Note that the validation of this elegant theory given by A_2 , which allows its foundation, must also be done under these postulation conditions.

Therefore, when we model a real problem using main domain idealized theory, the result would often be erroneous. This is due to committing two approximations. The first is relative to overlooking the other domains influences (replacing A by A_1) and the second is due to the use of idealizing postulations (replacing A_1 by A_2). The more these two approximations are unfounded vis-à-vis the real setting, the obtained results will be far from the reality. In such a case, in order to adjust this situation, we have to track a reverse procedure that to re-integer in the model, via coupling, all the ignored aspects subsequent to the used approximations. Concerning the reduction from expressions (1) to (3), one can study a given problem from different aspects corresponding to different reductions involving different approximations. This depends for a multi-domains problem, on the investigated domain. For example, we will consider a problem involving thermal and biological domains. When studying thermal performance, one may tend to introduce biological approximations for reduction and reciprocally.

3.2 Revised Coupled Models and Solution Strategy

The reverse procedure mentioned in the last section will go through a kind of revised model comprising the main theory associated with the other theories involved and reintegrating into the model all the characteristics ignored in the idealizing action. In general, coupled problem schemes involve the mathematical solution of equations governing different natural or artificial phenomena belonging to distinct branches of the theoretical sphere. The nature of the behaviors of these phenomena and their interdependence as well as the proximity of their temporal evolution (time constants) are directly linked to the approach of solving the corresponding governing equations. Each of these behaviors can be linear or non-linear and have a low or high time evolution. Moreover, these behaviors can be independent or interdependent, which may or may not be linear. At one extreme, we have the case of independent linear behaviors with very distant time constants. In this case, we can solve the governing equations individually. At the other extreme, we have the case of nonlinear and, nonlinearly interdependent, behaviors with very close time constants. In this situation, we need a strongly coupled simultaneous solution of equations. Between these two extremes, the equations can be solved in consecutive progression mode by iteration according to the severity and the degree of complexity of the behaviors.

Moreover, in general, the nature of the source, the behavior of the matter and the geometry concerned in the real problems are more complex than, those envisaged in a smart theory. Therefore, the spatial and temporal behaviors of the different variables in the corresponding equations are also more complicated compared to elegant theories. Such a complex system of equations does not allow analytical solutions. In order to apply correctly the theories, it is often necessary to consider a discretized form in space and time of the equations. In this case, the theories will operate locally in finite discrete domains for which the global assembly solution will operate in the discretized time domain. Spatial local non-linearity and temporal evolution are considered by iterative procedures.

3.3 Case of Electromagnetic and Energy Conversion Systems

For a better understanding of the problem addressed in the last section, we will consider an application in the field of electromagnetic systems (EMS) including energy conversion drives. These are present in many societal applications such as mobility, health, security, communication, etc. In these systems, the intelligent management, conversion and supervision of energy involve the use of an accurate realistic representation of the arrangement concerned. A revised realistic coupled model achieves this goal through its use in system design, optimization, and control. The main field in such a case is electromagnetic (EM), which is governed by Maxwell's equations. However, EMS generally behave in four territories: electrical, magnetic, mechanical and thermal.

- Maxwell Equations

This system of equations can be formulated mathematically in different forms depending on the problem under consideration. One of the most common is the basic full-wave electromagnetic formulation given by:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (4)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} + j \omega \mathbf{D} + \mathbf{J}_e \quad (5)$$

$$\mathbf{E} = -\nabla V - j \omega \mathbf{A} \quad (6)$$

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (7)$$

Where \mathbf{H} and \mathbf{E} are the magnetic and electric fields, \mathbf{B} and \mathbf{D} are the magnetic and electric inductions, \mathbf{A} and V are the magnetic vector and electric scalar potentials. \mathbf{J} and \mathbf{J}_e are the total and source current densities, σ is the electric conductivity and ω is the frequency pulsation. The symbol ∇ is a vector of partial derivative operators, and its three possible implications are gradient (product with a scalar field), divergence and curl (dot and cross products respectively with a vector field). The magnetic and electric behavior laws respectively between \mathbf{B}/\mathbf{H} and \mathbf{D}/\mathbf{E} are characterized respectively by the permeability μ and the permittivity ϵ .

The solution of the equations (4 -7) permits to determine in a system the concerns of electromagnetic fields for a frequency pulsation accounting for the magnetic materials behaviors through the permeability, for eddy currents in electric conductors through the electric conductivity and for behavior of dielectrics through the permittivity. Often, EMS involve other fields than EM. In some cases, the influence of these other fields could be negligible and it will be then possible to solve the problem correctly with only the Maxwell's equations. In general, to model an EMS we need to account for other fields in addition to EM field through coupling of the corresponding governing equations. As mentioned before, EMS behave under four phenomena: electrical, magnetic, mechanical, and thermal. The first three have small and relatively near time constants while the thermal phenomenon has a relatively higher time constant. The different mixtures of these phenomena can be classified into causal (system behavior), integrated (electrical and magnetic) and intrinsic material (functional). The last mainly concerns intelligent materials such as magnetostrictive, electrostrictive, shape-memory, thermoelectric...

- Coupling and Solution of Equations in EMS

The solution of the equations of the events involved must take into account different specifications. The nature of the behavior of the system concerned, involves analyses either in the frequency domain or in the time domain. The fact that EMS often have complex geometries and involve materials with nonlinear laws of behavior implies going through a local distribution of variables such as, fields, potentials... For this purpose, we use 2D or 3D discretized geometric cells, with conditions defined on the boundaries of the discretized domains, see e.g. [22,23]. The above-mentioned categories of couplings are detailed as follows.

Integrated Coupling

Generally, in EMS the current is delivered by a voltage source through an external electric circuit. The general relation between the voltage v and the current i in the circuit is given by:

$$v = 1/C \cdot \int i dt + r i + L \cdot di/dt + d\Psi/dt + \vartheta \quad (8)$$

In this expression r is the total resistance of the circuit, L a linear inductance, C a capacitance, ϑ a non-linear voltage drop (e.g. a diode) in the electrical circuit and Ψ the implied flux linkage.

This circuit equation should be solved coupled with the EM equations. Therefore, the equations to solve are (4 - 8). This coupling between the EM domain and the external electric circuit is particular regarding other couplings with other domains than EM because it represents a "correction" inside the EM domain. We call it integrated coupling. Generally, the coupling of EM domain with the external electric domain needs simultaneous strong solution of the equations due to non-linearity of behaviors and closeness of the magnetic and electric time constants, see e.g [24].

Causal Couplings

This class of couplings is related to system behavior. Typical situations in this category are the EMS that governed by EM domain, where the operation, the source or the outcome is directly related to another domain. Most of EMS related to energy conversion stand in this category; for instance, the mechanical source or outcome respectively in electric generators, e.g. [25] or motors e.g. [26]. These cases may involve behavioral alterations in the EM and other areas modified by each other. This happens when the behaviors are interdependent. The solution of the

equations for a given EMS would be separate, iterative or strongly coupled, as mentioned before, depending on the severity of the behaviors.

EM and Mechanical Coupled Problem

We consider the case of an EMS where beside EM the mechanical domain is involved in forms of displacement or deformation. Let us consider the example of the typical electromagnet given in figure 1, which is a characteristic EMS involving electro-magneto-mechanical aspects permitting to illustrate the consideration of these different domains [27]. It consists of a stationary part constituted of non-conducting magnetic material (μ) and a mobile armature of conducting magnetic material (μ, σ). A coil fed by a voltage source excites the stationary part. The mobile armature is connected to a spring, a damper and an external force. The equations governing such a system are:

$$m \cdot d^2 X/dt^2 + c \cdot dX/dt + k X = F_{\text{mag}} + F_{\text{ext}} \quad (9)$$

$$d\Psi/dt + r I = U \quad (10)$$

In these equations, U is the source voltage and I the current in the exciting coil. X is the displacement, F_{mag} and F_{ext} are the magnetic and external forces, m , c and k are respectively the mass of the moving object, the damping coefficient and the stiffness of the spring. It may be noted that (10) is a particular case of (8).

We consider for example in the system in figure1 a step source voltage in the exciting coil. The unknown variables are the current I across the coil and the displacement X of the mobile armature. The magnetic linkage flux Ψ and the magnetic force F_{mag} generally could be nonlinear function of the magnetic saturation and the mechanical motion. To solve the problem we have to consider the equations (4 -7) with the mechanical and circuit equations (9 -10). Generally, the coupling of EM domain with the mechanical domain needs simultaneous strong solution of the equations due to non-linearity of behaviors and closeness of the time constants.

EM and Thermal Coupled Problem

We consider the case of EMS where in addition to EM the thermal domain is present in the form of heating production [28] or resulting undesirable heating [29]. Heat production by means of EMS can be magnetic induction heating by eddy currents in conducting metals owning high conductivity or electric induction microwave heating in dielectric materials possessing high permittivity [30]. The coupling of EM and thermal domains involves phenomena with very different time constants. Moreover, the problem may include non-linear behaviors and/or variables that are interdependent. Here we need a weak separately iterative coupling.

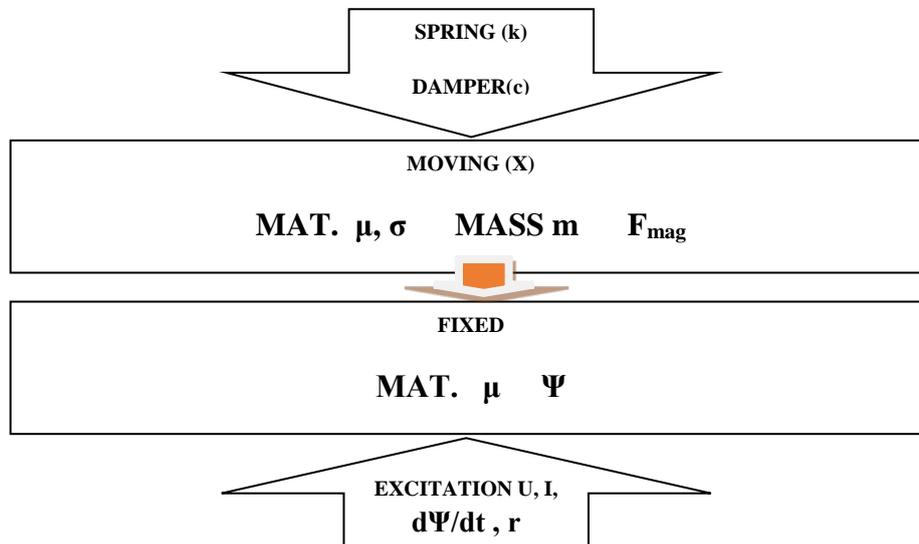


Figure 1: Schematic of an electromagnet involving Electro-Magneto-Mechanical aspects.

Material Intrinsic Couplings

This class of couplings is relative to functional nature regarding material intrinsic interactions. These concern mainly smart materials that each linking two phenomena: magnetostrictive (magnetic-mechanic), electrostrictive (electric-mechanic), shape-memory (thermic-mechanic), and thermoelectric (thermic-electric).

The couplings in these cases relate to two groups. The first reflects linear behavior (electrostrictive) and/or very different time constants (shape-memory, thermoelectric). In this case, we can practice separate solutions or coupled iterative solutions for respectively independent or interdependent behavior [31,32]. The second concerns non-

linear behavior and/or close time constants (magnetostrictive). In function of the complexity of the nonlinear relationships, we use strong coupling or multiscale methodologies [33,34].

- Supervised Energy Conversion Systems

Energy conversion drives are frequently used in a wide range of applications ranging from small household appliances of a few watts to heavy industrial needs in megawatts, including mobility, medical, robotics applications.... These drives are supervised in several ways depending on the nature of the application in terms of required accuracy and required response time, ranging from slow to instantaneous; see e.g. [35-37]. In any case, we need the most accurate model of the drive involved in the control, which allows efficient and robust supervision. These energy conversion devices can be involved in simple automated systems or in complex supervised adaptive and dynamic procedures. This topic will be discussed in the next section.

4 Online Matching of the Observation-Modeling Pair

In Section 2, we surveyed the virtues of offline observation-modeling pairing. This duo is actively involved in many natural and artificial processes operating in online (real-time) pairing mode. This concerns both simple automated systems and complex procedures.

4.1 Automated Procedures

Automated systems are used in various fields related to energy, industrial manufacturing, mobility, health... In various automated procedures, sensors are commonly used to determine specific operating variables and system parameters. However, in some situations, estimation can be used for variables or parameters that are difficult to measure. Accurate parameter estimation plays a crucial role in the operation of automated systems. The implementation of an estimation algorithm on an embedded controller platform requires the simplification of the mathematical model of the system. That is why we often have to do this estimation offline to get reasonable accuracy. For this, one can use Computer Aided Design (CAD) tools based on complete models representing the systems in their environments (see section 3.3). In such a case, the matching of the estimated parameters with the actual parameters would be successful. However, the problem is that pairing cannot be instantaneous with the system running. Various studies have proposed a compromise between the precision of the estimation and the speed of the matching by implementing, more sophisticated algorithms, on specialized platforms of embedded controllers [35-37]. For this, in automated systems, different types of observers, state filters and controllers are offered as estimators. The robustness of the controller is supported by the use of adaptive methods. Large-capacity microcontrollers can improve controller board design and software required for estimation, which iteratively targets the match simultaneously.

4.2 Observation-Modeling Pairing in Complex Procedures

Real-time pairings in complex processes are present in different natural circumstances practiced or involved in functions. In addition, online matching of complex procedures is used in many innovative applications.

- Modeling Matching Observation in Natural processes

As mentioned in Section 1, creatures often engage in the practice of sensory observation and simultaneously use deductive skills to manage their natural lives. Also that the activities of deduction and prediction associated with observation are one of the first natural duties born in the world. In this section, we will discuss and analyze two natural processes, the dynamic adaptive camouflage in ecology and the Bayesian Brain theory in neuroscience.

Dynamic Camouflage

In nature, based on observation, cases of mimetic simulation (imitation strategy) are very frequent allowing camouflage [1]. This permits creatures to blend into their surroundings. It may be a predation strategy or an anti-predation adaptation. It relates to camouflage and imitation that may involve visual, olfactory or auditory cover-up through sensory systems. There are two main categories of camouflage. A form of camouflage consists in the selection of a support, of the environment on which to “land” or/and “disappear”. The second form of camouflage is that of dynamic metamorphosis. The first corresponds to choose a matched environment in a single step, and the second corresponds to a self-adapting (transfiguration) dynamic matching. Thus, we have an offline matching resulting from a single observational imitation in the first case and an online dynamic adapting matching in the second. There is a significant literature regarding the multiplicity, processes, roles, and evolution of camouflage, which is measured by the sensory systems of predators targeted by camouflage; see e.g. [38,39]. This depends on the ability of predators to identify the impacts of predation-enforced selection, where changes in environmental characteristics can be quantified. The victim needs, even if it is complex, to identify changes in the visual systems, cognition and behavior of predators. Just as any victim often uses multiple forms of encryption; it is likely that their predators have multiple ways to defeat them, in response to multiple types of prey. Indeed, the mimetic victim individual adopts the appearance and colors of its environment and remains motionless so as not to be detected by

its predators. In addition to color, some organisms are also able to take on the shape of their viewpoint object. Many insects can thus take on the appearance of branches or leaves. This defensive imitation gives the individual protection against predation. There are also cases of offensive imitation, which allows the mimetic individual to chase his victim without being noticed. The junction between observation capacities and mimetic capacities is practiced in a successive way, which allows the improvement of these capacities.

Bayesian Brain Theory

The Bayesian theory of the brain in neuroscience is widely recognized when it comes to brain function. This theory briefly indicates that after a cerebral sensory observation (vision, smell, hearing, etc.), the predictive model of the brain generates, from the learned data, cerebral perspectives of the observed phenomenon or object. Note that in this case, the predictive model is managed by a sophisticated supercomputer (Human brain: 10^{11} neurons each linked to 10^4 others). Bayesian brain theory explains the cognitive abilities of the brain to work under circumstances of uncertainty to reach the optimum advocated by Bayesian methodologies [40]. It is assumed that neural structure retains inner probabilistic patterns revised by sensory information via neural processing [41]. Bayesian inference works at the level of cortical macrocircuits, which are structured according to a hierarchy that mirrors the observable object scenes around us. The brain encodes a model of these objects and makes predictions about their sensory input: predictive coding. The corresponding areas of brain activity will be near the top hierarchy. The links from the upper zones to the lower zones then convert a model describing the scenes. The lowest level predictions are compared to the sensory inputs and the prediction error is distributed up the hierarchy. This happens simultaneously at all hierarchical levels. Predictions are sent and prediction errors are returned in a dynamic process. The prediction error indicates that the actual model did not fully account for the input. The next level readjustment can increase the accuracy and reduce the prediction error [42,43]. It is clear that the observation-prediction duo works in a real-time two-way matching process.

- Matching Twins in Complex Procedures

In this section, matched twins in complex procedures will be examined, which helps to expose the concept of digital twin. In section 4.1., we examined the role of the matching of estimated and actual parameters in automated procedures. This illustrated the need to improve the matching of virtual models to their real procedures. We have seen that the nature of a real system and the uncertainty of the emulation process often makes it difficult to build a realistic virtual system and that we need a compromise between estimation accuracy and speed adaptation in automated systems. These two remarks are related to the improvement of the matching of virtual models to their real procedures. Such an action depends on the qualities of the virtual model and its interaction with the real procedure. The quality of the virtual model is associated with its ability to account for the environmental phenomena involved in the actual procedure. The characteristic of the "real-virtual" link is connected to detection, processing and control capabilities. The weight of the matching improvement becomes particularly crucial in compound procedures where the complexity concerns the various incorporated components accounting for the physical phenomena involved (the notion of complexity will be discussed in the next paragraph). To handle such complex procedures, one can practice the Internet of Things (IoT) which intensely deliberates in the physical domain via direct real-time data collection, or Computer Aided Design (CAD), which focuses exclusively on digital territory. However, it is essential to temper and control the irregular and unnecessary behaviors that occur in these complex procedures. Achieving such a goal requires a matched observation-model twin practiced in the relevant procedure [44]. A consistent representation of such a matched twin is shown in Figure 2. Such a twin differs from both IoT and CAD by focusing on both the physical and digital spheres. This twin requires the practice of different skills mainly involving detection (observation side), calculation (model side) and the information and control link (between observation side and model side). Detection on the observation side concerns the various recognitions of the sensors. Model-side computation could involve simulation, optimization, design, diagnosis, prediction, and testing. These operations can use learned collected data in addition to sensor data. The link between the observation side and the model side is bidirectional. The observation part provides sensor measurements in processed form to the model part while the latter sends process and control information to the observation part.

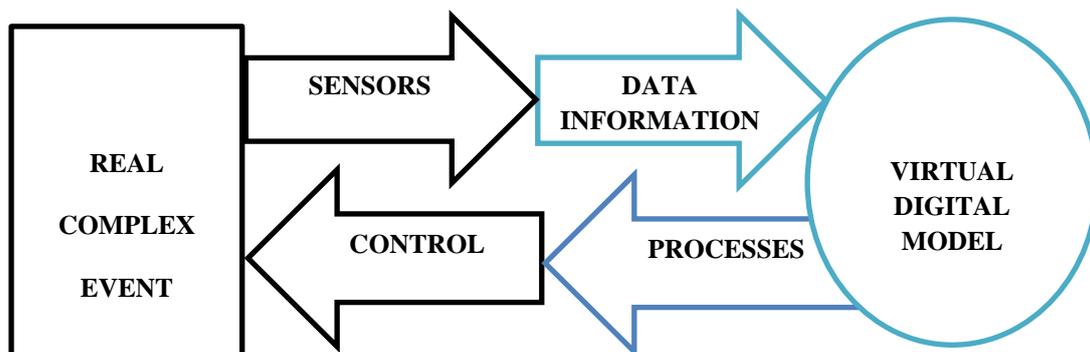


Figure 2. *Schematics of a real-time bidirectional matched observation-model twin in a complex procedure*

- Complex Systems

Generally, in the so-called complex procedure, the complexity concerns the components and the physical phenomena involved. Complexity can be defined in terms of interactions [45]. These can be classified into three forms: simple, complicated and complex interactions. The former simply behaves in a direct or linear manner, complicated interactions are linear and loosely coupled while complex interactions with tightly coupled links would be characteristic of a complex system or procedure. Such a classification is reminiscent of the one mentioned previously in section 3.3, relating to the coupling of different phenomena.

Coupling in a complex system involves its various components. This could represent an oversized model and we can use model reduction techniques, see e.g. [46], while preserving accuracy depending on the application concerned (modeling, design, optimization or online supervision).

- Digital Twin Concept

The twin described in the last section (Figure 2) corresponds to the Digital Twin DT. M. Grieves [44] first introduced this concept in 2002. It is distinguished by a beneficial two-way communication between the digital and physical spheres. The three components of a DT are a paired physical observable, a real-time replicated digital element, and their sensory, processing, control, and pairing links. The physical element dynamically adjusts its behavior in real time according to the recommendations made by the digital element. While the digital item correctly reproduces the real state of the territory of the physical product. Thus, DT offers an intelligent alliance of the physical and digital domains. Thus, in DT technology, physical observation and virtual modeling are interconnected in a reciprocal exchange in real time. The observed element corrects the virtual error and the virtual element corrects the observed sensory data. This iterative process leads to a more objective and intelligent association. The DT concept is mainly used for fault diagnosis, predictive maintenance, performance analysis and product design [47]. This concerns various fields and innovative industrial devices such as energy and utilities, aerospace and defense, automotive transport, machinery manufacturing, healthcare and consumer goods.

Note that similar uses of the concept of DT existed [48] before its introduction in 2002 by Grieves [44]. As early as 1993, in "Mirror Worlds", David Gelernter evoked a similar concept, the possibilities of software models, which represent a portion of reality [49]. However, even before that, NASA used complex simulations to monitor spacecraft safety [50]; then came the unexpected explosion of the oxygen tank of the Apollo 13 mission in 1970 [51]. Following this accident, the mission modified several high-fidelity simulators to adapt them to the real conditions of the damaged spacecraft and used them to land safely [52]. This was probably one of the first real applications of a DT. This involved several basic features of a DT, although it was not a familiar concept in 1970.

- Examples of Applications of DT

Given the huge number of publications on DT, and to illustrate the range of applications, from manufacturing to smart cities, we will provide several examples from different areas of this work. One of DT's most widely used businesses is industrial manufacturing and product design. For example, the pairing of physical and virtual products can be used for the iterative redesign of an existing product or for the creation of a new product. Such DT-based product design can guide manufacturers to support the product design process, see e.g. [53,54]. Additionally, the integration of manufacturing data and sensory data in the development of DT virtual products that can enhance cyber-physical manufacturing capabilities can be valuable [55]. Another activity of DT concerns predictive maintenance, which is used in many fields. In the context of industrial procedures, predictive maintenance has become an important concern; the main objective is to optimize the maintenance schedule by predicting system and process failures. Such an approach will result in a reduction in unplanned system downtime and severe outages. In addition, the advantages are the minimization of costs and the reduction of substitution of fundamental elements of the system, see e.g. [56-59]. Additionally, we can mention healthcare services using DT technology as an exciting and encouraging approach that can promote progress efforts in medical innovations and improve clinical and societal health outcomes [60,61]. In addition, DT's security business as Cyber DT designed for cybersecurity protection [62] and security of DT-based industrial automation and control systems [63]. Also in control, DT technology is used for application in control centers of electrical systems and in mechatronic systems [64]. Another activity concerns the application of DT technology in EV smart electric vehicles. This concerns various aspects such as autonomous navigation control, driver assistance systems, vehicle health monitoring, battery management systems, electronics and electric drive systems [65,66]. In addition to the mentioned examples of using DT, we can mention some innovative applications. The application of DT in the livestock sector to improve large-scale precision farming practices, machinery and equipment use, and the health and well-being of a wide variety of animals [48]. Moreover, the application of DT in smart cities to ensure smart aspects in real estate, transportation, construction, health system, building, home, transportation and parking [67].

5 Conclusions

The analysis, discussion and evaluation carried out in this contribution have brought to light the following points. Offline matching in the observation-theory link has proven effective in managing and governing elegant theories. We can synthesize the characters of this duo as follows, a mathematical theory simply needs observation to be credible and observation needs a theory to be universal allowing further research. Real-time pairing in the observation-modeling link governs natural phenomena and requires comprehensive models in the supervision of automated and complex physical procedures to behave in the most advantageous manner. The DT concept has shown a wide range of innovative applications with promising capabilities in various modern everyday uses.

References

- [1] Bates, H. W. Contributions to an Insect Fauna of the Amazon Valley. Lepidoptera: Heliconidae. Transactions of the Linnean Society of London, 23(3), 495–566, 1862. doi:10.1111/j.1096-3642.1860.tb00146.x.
- [2] Maxwell, J. C. A dynamical theory of the electromagnetic field. Philosophical Transactions of the Royal Society of London 1865, 155, 459-512.
- [3] Razek, A. Coupled Models in Electromagnetic and Energy Conversion Systems from Smart Theories Paradigm to That of Complex Events: A Review. Appl. Sci. 2022, 12, 4675. <https://doi.org/10.3390/app12094675>
- [4] Razek A. Review of Pairing Exercises Involving a Real Event and its Virtual Model up to the Supervision of Complex Procedures. Journal of Human, Earth, and Future, 2 (4), 2021. Doi: [10.28991/HEF-2021-02-04-010](https://doi.org/10.28991/HEF-2021-02-04-010)
- [5] Leitão, P.et al. Smart Agents in Industrial Cyber-Physical Systems. Proceedings of the IEEE, 104(5), 1086–1101, 2016. doi:10.1109/JPROC.2016.2521931.
- [6] Abramovici, M.et al. Reconfiguration of smart products during their use phase based on virtual product twins. CIRP Annals - Manufacturing Technology, 66(1), 165–168, 2017.doi:10.1016/j.cirp.2017.04.042.
- [7] Kritzinger, W.et al. Digital Twin in manufacturing: A categorical literature review and classification. IFAC-Pap. Online, 51(11), 1016–1022, 2018. doi:10.1016/j.ifacol.2018.08.474.
- [8] Jones, D.et al. Characterising the Digital Twin: A systematic literature review. CIRP Journal of Manufacturing Science and Technology, 29, 36–52, 2020. doi:10.1016/j.cirpj.2020.02.002
- [9] Lévi-Strauss, C. (1958) Structural anthropology. Basic Books, Paris, France.
- [10] Spiegelberg, H. The Phenomenological Philosophy of Maurice Merleau-Ponty (1908–1961). The Phenomenological Movement, 516–562, 1971. doi:10.1007/978-94-017-4744-8_5.
- [11] Schrödinger, E. An undulatory theory of the mechanics of atoms and molecules. Physical Review, 28(6), 1049–1070. 1926. doi:10.1103/PhysRev.28.1049.
- [12] Wineland, D. J. et al. Experimental issues in coherent quantum-state manipulation of trapped atomic ions. Jour. of research of the National Institute of Standards and Techno. 103(3), 259, 1998 doi:10.6028/jres.103.019.
- [13] Brune, M., Haroche, S.et al. Manipulation of photons in a cavity by dispersive atom-field coupling: Quantum-nondemolition measurements and generation of Schrödinger cat states. Physical Review A, 45(7), 5193–5214, 1992.doi:10.1103/PhysRevA.45.5193.
- [14] Maxwell, J. C. A Treatise on Electricity & Magnetism. Dover Publications, New York, ISBN 0-486-60636-8 (Vol. 1) & 0-486-60637-6 (Vol. 2). 1873: <https://www.aproged.pt/biblioteca/MaxwellII.pdf>
- [15] Hall, E. H.. On a new action of the magnet on electric currents. American Journal of Mathematics, 2(3), 287-292, 1879.doi:10.2307/2369245.
- [16] Laesecke, A. Through measurement to knowledge: The inaugural lecture of Heike Kamerlingh Onnes (1882). Jour of Research of the Nat Inst of Standards and Technology, 107(3), 261–277, 2002. doi:10.6028/jres.107.021.
- [17] Haykin, S. Neural Networks: A Guided Tour. Soft Computing and Intelligent Systems, 71–80, 2000. doi:10.1016/b978-012646490-0/50007-x.
- [18] Burr, G. W.et al. Neuromorphic computing using non-volatile memory. Advances in Physics: X, 2(1), 89–124, 2016. doi:10.1080/23746149.2016.1259585.
- [19] Feynman, R. P. Simulating physics with computers. International Journal of Theoretical Physics, 21(6–7), 467–488, 1982.doi:10.1007/BF02650179.
- [20] Castelvechi, D. Quantum computers ready to leap out of the lab in 2017. Nature, 541(7635), 9–10, 2017. doi:10.1038/541009a.

- [21] Fedorov, A. K., Kiktenko, E. O., Lvovsky, A. I. Quantum computers put blockchain security at risk. *Nature*, 563(7732), 465–467, 2018. doi: 10.1038/d41586-018-07449-z.
- [22] Ren, Z.; Razek, A. New technique for solving three-dimensional multiply connected eddy-current problems. *IEE Proceedings 693 A: Phys Sc, Measurement and Instr.* 1990, 137(3), 135-140. DOI: [10.1049/ip-a-2.1990.0021](https://doi.org/10.1049/ip-a-2.1990.0021)
- [23] Li, C.; Ren, Z.; Razek, A. An approach to adaptive mesh refinement for three-dimensional eddy-current computations. *IEEE transactions on magnetics* 1994, 30 (1), 113-117. <https://doi.org/10.1109/20.272523>
- [24] Piriou, F.; Razek, A. A non-linear coupled 3D model for magnetic field and electric circuit equations. *IEEE Transactions on Magnetics* 1992, 28 (2), 1295-1298. DOI: 10.1109/20.123927
- [25] Piriou, F.; Razek, A. Numerical simulation of a nonconventional alternator connected to a rectifier. *IEEE transactions on energy conversion* 1990, 5 (3), 512-518. DOI: 10.1109/60.105275
- [26] Mendes, E. et al. Losses minimization of a field oriented controlled induction machine. *Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives (IET)* 1995, 310 – 314. DOI: 10.1049/cp: 19950885
- [27] Ren, Z.; Razek, A. A strong-coupled model for analyzing dynamic behaviors of non-linear electromechanical systems. *IEEE Transactions on magnetics* 1994, 30 (5), 3252-3255. DOI: 10.1109/20.312631
- [28] Bay, F.; Labbe, V.; Favennec, Y.; Chenot, J. L. A numerical model for induction heating processes coupling electromagnetism and thermo-mechanics. *Int. J. Numer. Meth. Engng* 2003, 58, 839–867. DOI:10.1002/nme.796
- [29] Jörgens, C.; Clemens, M. Electric Field and Temperature Simulations of High-Voltage Direct Current Cables Considering the Soil Environment. *Energies* 2021, 14, 4910. <https://doi.org/10.3390/en14164910>
- [30] Sekkak, A.; Pichon, L.; Razek, A. 3-D FEM magneto-thermal analysis in microwave ovens. *IEEE Transactions on Magnetics* 1994, 30 (5), 3347-3350. DOI: 10.1109/20.312655
- [31] Hariri, H. et al. Dual piezoelectric beam robot: The effect of piezoelectric patches' positions. *Journal of Intelligent Mat Systems and Structures* 2015, 26 (18), 2577-2590. <https://doi.org/10.1177/1045389X15572013>
- [32] Rios, S A.; Fleming, A J.; Yong, Y K. Miniature Resonant Ambulatory Robot. *IEEE Robotics and Automation Letters* 2017, 2(1), 337-343. DOI: 10.1109/LRA.2016.2614837
- [33] Besbes, M.; Ren, Z.; Razek, A. A generalized finite element model of magnetostriction phenomena. *IEEE Transactions on Magnetics* 2001, 37 (5), 3324-3328. DOI: 10.1109/20.952605
- [34] Bottauscio, O.; Roccatò, P. E.; Zucca, M. Modeling the Dynamic Behavior of Magnetostrictive Actuators. *IEEE Transactions on Magnetics* 2010, 46(8), 3022-3028. DOI: 10.1109/TMAG.2010.2042152
- [35] Soto, G. et al. Reduced-order observers for rotor flux, rotor resistance and speed estimation for vector control induction motor drives using the extended Kalman filter technique. *IEE Proc -Elec P. App.* 1999, 146(3), 282-288.
- [36] Alonge, F. et al. Sensorless Control of Induction-Motor Drive Based on Robust Kalman Filter and Adaptive Speed Estimation. *IEEE Trans on Ind Electronics* 2014, 61(3): 1444–1453. DOI: 10.1109/TIE.2013.2257142
- [37] El Moucary, C.; Mendes, E.; Razek, A. Decoupled direct control for PWM inverter-fed induction motor drives. *IEEE Trans. on Industry Applications* 2002, 38, 1307-1315. DOI: 10.1109/TIA.2002.803010
- [38] Galloway J et al. Finding a signal hidden among noise: how can predators overcome camouflage strategies? *Phil. Trans. R. Soc.*, 2020. <http://doi.org/10.1098/rstb.2019.0478>
- [39] Price, N., Green, S., Troscianko, J. et al. Background matching and disruptive coloration as habitat-specific strategies for camouflage. *Sci Rep* 9, 7840, 2019. <https://doi.org/10.1038/s41598-019-44349-2>
- [40] Knill, D. C., Pouget, A. The Bayesian brain: The role of uncertainty in neural coding and computation. *Trends in Neurosciences*, 27(12), 712–719, 2004. doi:10.1016/j.tins.2004.10.007.
- [41] Penny, W. Bayesian Models of Brain and Behaviour. *ISRN Biomathematics*, 2012, 1–19. 2012. doi:10.5402/2012/785791.
- [42] Pouget, A., Beck, J. M., Ma, W. J., Latham, P. E. Probabilistic brains: knowns and unknowns. *Nature neuroscience*, 16(9), 1170-1178, 2013. doi:10.1038/nn.3495.
- [43] Hohwy, J. Priors in perception: Top-down modulation, Bayesian perceptual learning rate, and prediction error minimization. *Consciousness and Cognition*, 47, 75–85, 2017. doi:10.1016/j.concog.2016.09.004.
- [44] Grieves, M., Vickers, J. Digital twin: Mitigating unpredictable, undesirable emergent behavior in complex systems. In *Transd perspe on complex syst.* 85-113. Springer, Cham, 2017. doi:10.1007/978-3-319-38756-7_4.

- [45] Perrow, C. *Normal Accidents: Living with High Risk Technologies - Updated Edition*. Princeton University Press, New Jersey, United States, 2011. doi:10.2307/j.ctt7srgf.
- [46] Besselink, B. et al. A comparison of model reduction techniques from structural dynamics, numerical mathematics and systems and control. *Jour. of Sound and Vibration*, 332 (19), 4403-4422, 2013. <https://doi.org/10.1016/j.jsv.2013.03.025>.
- [47] He, B., Bai, K. J. Digital twin-based sustainable intelligent manufacturing: A review. *Advances in Manufacturing*, 9(1), 1-21, 2021 doi: 10.1007/s40436-020-00302-5.
- [48] Neethirajan, S., Kemp, B. Digital twins in livestock farming. *Animals*, 11(4), 1008, 2021. doi:10.3390/ani11041008
- [49] Gelernter, D. *Mirror worlds: Or the day software puts the universe in a shoebox... How it will happen and what it will mean*. Oxford University Press, Oxford, United Kingdom. 1993
- [50] Tao, F. et al Make more digital twins. *Nature*, 573(7775), 490–491, 2019. doi:10.1038/d41586-019-02849-1
- [51] Boy, G. A. *Human–systems integration: from virtual to tangible*. CRC Press, Florida, United States, 2020. doi:10.1201/9780429351686.
- [52] Zhuang, C. et al The connotation of digital twin, and the construction and application method of shop-floor digital twin. *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, 68, 1–16, 2021. doi:10.1016/j.rcim.2020.102075.
- [53] Tao, F. et al Digital twin-driven product design framework. *International Journal of Production Research*, 57(12), 3935–3953, 2019. doi:10.1080/00207543.2018.1443229.
- [54] He, B., Bai, K. J. Digital twin-based sustainable intelligent manufacturing: A review. *Advances in Manufacturing*, 9(1), 1-21, 2021. doi: 10.1007/s40436-020-00302-5.
- [55] Cai, Y. et al Sensor Data and Information Fusion to Construct Digital-twins Virtual Machine Tools for Cyber-physical Manufacturing. *Procedia Manufacturing*, 10, 1031–1042, 2017. doi:10.1016/j.promfg.2017.07.094.
- [56] Selçuk, Ş. Y., Ünal, P., Albayrak, Ö. Jomâa, M. A workflow for synthetic data generation and predictive maintenance for vibration data. *Information (Switzerland)*, 12(10), 386, 2021. doi: 10.3390/info12100386.
- [57] Montero Jimenez, J. Jet al Towards multi-model approaches to predictive maintenance: A systematic literature survey on diagnostics and prognostics. *Jour of Manuf Sys*, 56, 539–557, 2020. doi:10.1016/j.jmsy.2020.07.008.
- [58] Nacchia, M. et al. A systematic mapping of the advancing use of machine learning techniques for predictive maintenance in the manufacturing sector. *App Sci (Switzerland)*, 11(6), 2546, 2021. doi:10.3390/app11062546.
- [59] Liu, Z., Meyendorf, N., Mrad, N. The role of data fusion in predictive maintenance using digital twin. *AIP Conference Proceedings*, 1949, 2018. doi:10.1063/1.5031520.
- [60] Liu, Y. et al.. A Novel Cloud-Based Framework for the Elderly Healthcare Services Using Digital Twin. *IEEE Access*, 7, 49088–49101, 2019. doi:10.1109/ACCESS.2019.2909828.
- [61] Kamel Boulos, M. N., Zhang, P. Digital twins: From personalised medicine to precision public health. *Journal of Personalized Medicine*, 11(8), 745, 2021. doi:10.3390/jpm11080745.
- [62] Holmes, D., et al. Digital Twins and Cyber Security – solution or challenge? *Comp Eng, Computer Networks and Social Media Conference (SEEDA-CECNSM, 1–8)*. 2021. doi:10.1109/seeda-cecnsm53056.2021.9566277.
- [63] Gehrmann, C., Gunnarsson, M. A digital twin based industrial automation and control system security architecture. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 16(1), 669–680(2020). doi:10.1109/TII.2019.2938885.
- [64] Boschert, S., Rosen, R. Digital twin-the simulation aspect. *Mechatronic Futures: Challenges and Solutions for Mechatronic Systems and Their Designers*. Springer, 2016. doi:10.1007/978-3-319-32156-1_5.
- [65] Bhatti, G., Mohan, H., Raja Singh, R. Towards the future of smart electric vehicles: Digital twin technology. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 141, 110801, 2021. doi:10.1016/j.rser.2021.110801.
- [66] Chen, X. et al. Dynamic safety measurement-control technology for intelligent connected vehicles based on digital twin system. *Vibroengineering Procedia*, 37, 78–85. 2021. doi:10.21595/vp.2021.21990.
- [67] Shirowzhan, S. et al. Digital twin and CyberGIS for improving connectivity and measuring the impact of infrastructure construction planning in smart cities. *ISPRS Int Jour of Geo-Inf*, 9(4), 240, 2020. doi:10.3390/ijgi9040240

Design and optimization of inductive power transfer systems by metamodeling techniques

Conception et optimisation de systèmes de transfert de puissance inductifs par des techniques de métamodélisation

Yao Pei, Lionel Pichon, Mohamed Bensetti, Yann Le Bihan

¹Université Paris-Saclay, CentraleSupélec, CNRS, Laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris, 91192, Gif-sur-Yvette, France
Sorbonne Université, CNRS, Laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris, 75252, Paris, France
yao.pei@centralesupelec.fr

*Mots clés : transfert d'énergie sans contact, métamodèles, optimisation ;
Key words : wireless power transfer, metamodels, optimization*

Résumé/Abstract

Ce papier présente une méthode de métamodélisation afin d'optimiser un système de transfert de puissance inductif résonant et de gérer les contraintes de compatibilité électromagnétique (CEM) dans les véhicules électriques. La méthode inclut simultanément différents aspects du problème électromagnétique : la forme des bobines, les caractéristiques géométriques du système (ferrites, châssis du véhicule, plaques de blindage), le désalignement entre l'émetteur et le récepteur. Cette méthodologie repose sur la combinaison de la méthode des éléments finis (MEF) avec des techniques de métamodélisation et des algorithmes d'optimisation.

This paper presents a metamodeling method in order to optimize a resonant inductive power transfer system and to manage electromagnetic compatibility (EMC) constraints in electric vehicles. The method simultaneously includes various aspects of the electromagnetic problem: the shape of the coils, geometrical characteristics of the system (ferrites, chassis of vehicle, shielding plates), and possible misalignment between transmitter and receiver while charging. This methodology relies on the combination of the finite element method (FEM) with metamodeling techniques and optimization algorithms.

1 Introduction

The use of a resonant inductive power transfer (RIPT) system seems an effective technology for the growth of electric vehicles (EVs). Moreover, its application for the charge during the motion of the vehicle (dynamic RIPT) is promising to overcome the barriers represented by the heavy onboard battery storage and the long recharging time. RIPT is essentially based on the resonance of two magnetically coupled inductors (constituting the coupler): The transmitter, placed on the ground, and the receiver, placed under the vehicle floor. The operating frequency typically ranges from 20 kHz to 100 kHz. The coupling between the two inductors takes place through an air gap, usually about 10~25 cm.

Although RIPT systems are now widely studied, there are still several challenges in designing the coupler. Up to now, there is no comprehensive methodology allowing a fast, reliable, and efficient design and optimization of a coil system for RIPT systems. Adequate methodologies have to take into account the environment of the system, including the impact of the car chassis and the presence of the human body since it is needed to evaluate the level of exposure in order to be compliant with international standards. Recently, 3D finite element methods (FEMs) have been studied and applied to solve the electromagnetic problem involving the RIPT system. Such a computational approach gives reliable results about the electrical parameters (mutual inductance, transmission efficiency) and the magnetic parameters (magnetic flux density leakage) around the system, but it may lead to heavy computations that have to be repeated for each new configuration that is highly dependent on various parameters: the size of coils, geometrical characteristics of the system (e.g., ferrite plates, shielding plates), possible misalignment between transmitter and receiver while charging.

So, the goal of the paper is to propose a fast and efficient modeling methodology in order to assess the efficiency of RIPT systems and manage EMC constraints in EVs. The introduction of metamodeling techniques allows to manage the variability of design variables describing the electromagnetic problem and to quantitatively determine

the contribution of each design variable to the observed output. Next, it combines multiobjective optimization algorithms to find the best dimensions of a practical RIPT system.

2 Fast general design and optimization of a standard RIPT system

In general, a RIPT system uses a rectangular or square ferrite plate, just as shown in Figure 1. However, finding the proper dimensions of the ferrite plate (length, width, and thickness) is a difficult task. In such a configuration, combining a standard optimization algorithm with a 3D numerical tool is very time consuming. To accelerate the design procedure, building a metamodel before the optimization loop provides a fast and efficient approach [1, 2]. The ranges of structural variables are displayed in Table 1. This coil size (468 mm) corresponds to a case previously developed in the GeePs laboratory [3, 4]. A multiobjective optimization algorithm involving both the mutual inductance of the coupling system and the ferrite volume allows to find the corresponding Pareto front at low cost (Figure 2.). Different designs may be chosen depending on additional constraints, related for example to the stray field. The proposed metamodel may save around 50 times the computational time (including the time to calculate the training samples and the test samples) compared to a standard approach based on the combination of 3D FEM with an optimization algorithm.

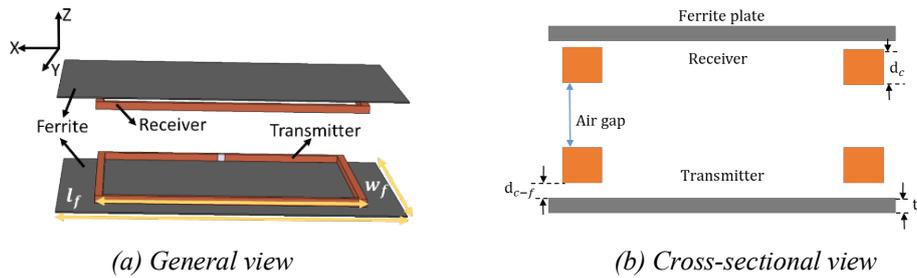


Figure 1: General RIPT with ferrite plates

Structural Variables	Min [mm]	Max [mm]	Probability density distribution
Ferrite length l_f	468	936	Uniform
Ferrite width l_w	468	936	
Ferrite thickness t_f	2	10	
Distance between coil and ferrite d_{c-f}	1	10	

Table 1. Structural variables of the ferrite plate

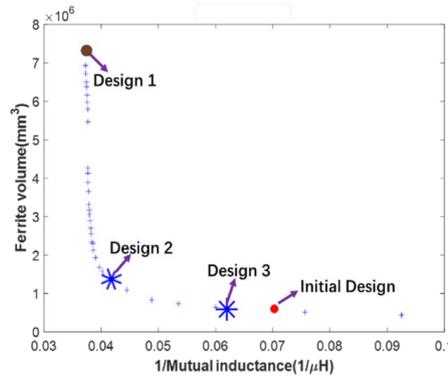


Figure 2. Pareto front between $1/\text{Mutual inductance}$ and ferrite volume

References

- [1] Y. Pei, L. Pichon, Y. Le Bihan, M. Bensetti, and P. Dessante, "Fast Shielding Optimization of an Inductive Power Transfer System for Electric Vehicles," IEEE Access, 2022.
- [2] Y. Pei, Y. Le Bihan, M. Bensetti, and L. Pichon, "Comparison of Coupling Coils for Static Inductive Power-Transfer Systems Taking into Account Sources of Uncertainty," Sustainability, 2021.
- [3] K. Kadem, "Modelling and optimization of a magnetic coupler for dynamic induction charging of electric vehicles", Thèse, Centralesupelec, 2020.
- [4] K. Kadem, M. Bensetti, Y. Le Bihan, E. Labouré, and M. Debbou, "Optimal Coupler Topology for Dynamic Wireless Power Transfer for Electric Vehicle", Energies, 2021.

Lightning propagation in a 3D cloud

PHILIPPE DESSANTE¹

¹ GeePs | Group of electrical engineering-Paris, UMR CNRS 8507, CentraleSupélec, Université Paris-Saclay, Sorbonne Universités, 3 & 11 rue Joliot-Curie, Plateau de Moulon 91192 Gif-sur-Yvette CEDEX, France

foudre, propagation, lighting, modelling, leader propagation

Résumé/Abstract

This paper deals with leader propagation in a typical cloud structure. From a cloud photography, an elevation of the base layer of the cloud is determined by a picture analysis. A cloud structure is then formed with its typical 3 layers: positive bottom and upper layer, and a negative layer in the middle. This space charge repartition is used to calculate an electrical potential distribution above the ground. A leader propagation modelling is then proposed: the leader propagates in the direction of the maximum difference in term of electrical potential. Different inception altitudes for the leader inception are tested. The simulations tend to validate the hypothesis that positive cloud to ground lightnings come from the base layer. This positive base layer form also a shield for the negative lightning which tends to be intracloud. Negative lightning must benefit from weakness or holes in the positive base layer to propagates toward the ground.

Cet article traite de la propagation de la foudre (leader) dans une structure nuageuse typique. À partir d'une photographie de nuage, une élévation de la couche de base du nuage est déterminée par une analyse d'image. Une structure nuageuse est alors formée avec ses 3 couches typiques : une couche inférieure et supérieure positive, et une couche négative au milieu. Cette répartition de la charge d'espace est utilisée pour calculer une distribution de potentiel électrique au-dessus du sol. Un modèle de propagation du leader est ensuite proposé : le leader se propage dans la direction de la différence maximale en termes de potentiel électrique. Différentes altitudes de début de propagation du leader sont testées. Les simulations tendent à valider l'hypothèse selon laquelle les éclairs positifs nuage-sol proviennent de la couche de base. Cette couche de base positive forme également un bouclier pour les éclairs négatifs qui ont tendance à être intra-nuageux. Les éclairs négatifs doivent profiter de la faiblesse ou de trous dans la couche de base positive pour se propager vers le sol.

1 Introduction

A typical cloud charge structure is based on three different layers: on top of the cloud a positive charge, in the middle a negative charge and at the bottom a limited positive charge. Several simulations have been made based on heuristic rules for the leader propagation, but to our knowledge none consider a realistic cloud. The different cloud layers may impact the propagation of the leader as proposed by Nag and Rakov[1]: the positive base layer can in one part accelerate the development of cloud to ground lightning, but it can also shield the bottom part of the cloud from upper lightning, favoring the development of cloud-to-cloud lightning, depending of the originate point of the leader inception.

2 Cloud Modeling



Figure 1 Cloud over Paris

Figure 1 represents a picture of thunderstorm clouds above Paris. The image luminosity is analyzed and converted in altitude level of the cloud base layer (more light means less altitude). See figure 2 where the color

represents the sign of the space charge (red for negative and blue/orange for positive charge). The values for the layer thickness, charge value are taken from various article and book in the literature [2-3].

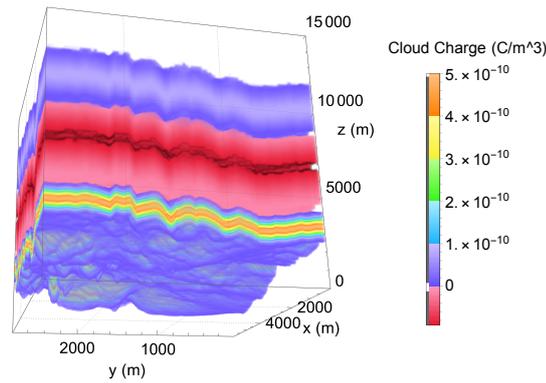


Figure 2 Cloud Charge structure

3 Leader propagation

The leader propagation model is based on an electrostatic model of the space charge along an optimization of the propagation during each step. A start point X_0 for the leader propagation is chosen in the cloud. For each iteration n of the propagation, we first find with the help of a deterministic gradient optimisation algorithm the maximal potential difference in a sphere of 50m radius around the leader's head. In the case of a positive leader, this leads to the problem:

$$\max_X V(X_n) - V(X)$$

$$\text{Subject to : } |X - X_n| < 100$$

and in the case of a negative leader to the optimisation problem:

$$\max_X V(X) - V(X_n)$$

$$\text{Subject to : } |X - X_n| < 100$$

These two formulations can be reformulated respectively as:

$$\min_X V(X)$$

$$\text{Subject to : } |X - X_n| < 100$$

and:

$$\max_X V(X)$$

$$\text{Subject to : } |X - X_n| < 100$$

To represent the stochastic behaviour of the leader propagation, a random point is chosen around this maximum (in a sphere of 10m radius) which becomes the new leader head. The leader is propagated with a constant radius (5m) and a space charge density equals to $50 \cdot 10^{-6} / (\pi r_l^2) \text{C/m}^3$ if the leader originates from a positive region and $-150 \times 10^{-6} / (\pi r_l^2) \text{C/m}^3$ if it originates from a negative region [2]. With $r_l = 5\text{m}$ the radius of the leader (largely overestimated due to mathematical constraints for the Poisson equation resolution). The potential is then finally recalculated by the equation taking into account the new space charge and a new refined mesh.

4 Electric potential calculation

The formation and propagation of lightning are mainly due to electrostatic phenomena, that are caused by the electric field. To compute the electric field E , one needs to solve the Poisson equation. The boundary conditions are defined by a Dirichlet condition on the earth's surface: $V(x,y,0)=0$ and Neumann conditions on the others borders $\frac{\partial V}{\partial n}\Big|_{\partial\Omega} = 0$. We use a finite elements method to solve the Poisson equation in three dimensions.

The resulting electric potential induced by a full cloud structure is shown on figure 3 and the electric field on the figure 4.

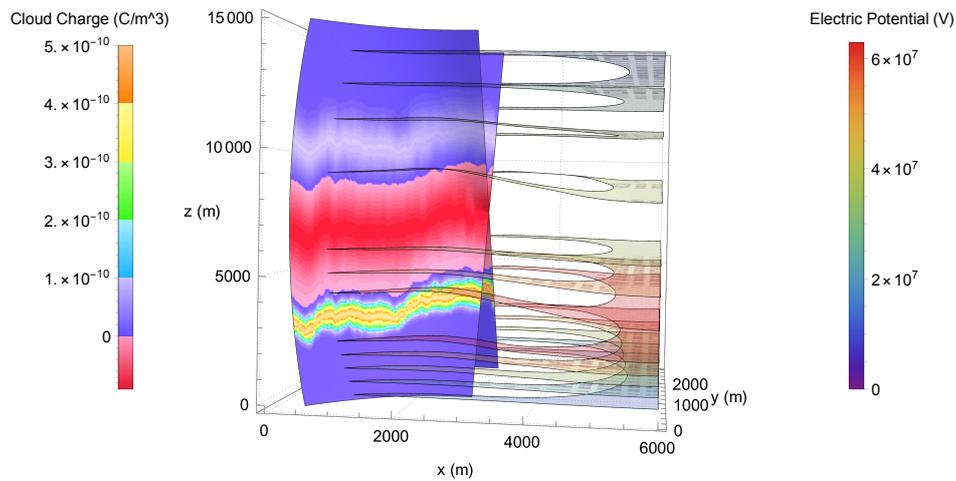


Figure 3 Electric potential (iso surface on the right) induced by a cloud structure (right surface)

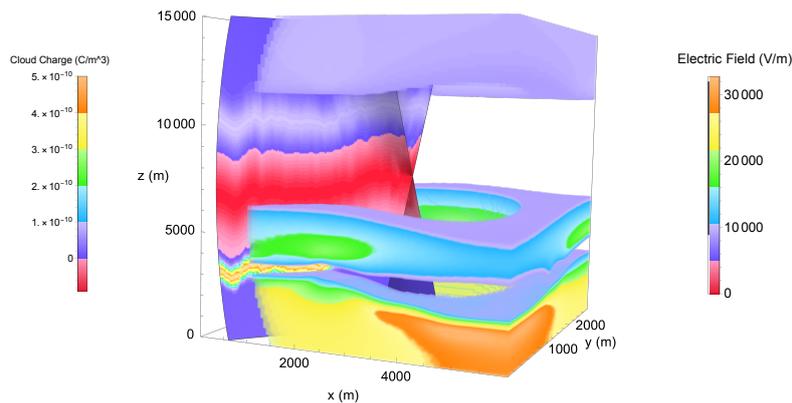


Figure 4 Electric field (volume on the right) induced by a cloud structure (right surface)

5 Results

A First result is shown on figure 5 where a positive leader at the inception point 3000 meters above the ground propagates towards the ground and a negative leader (inception point 6000m) propagates in the cloud.

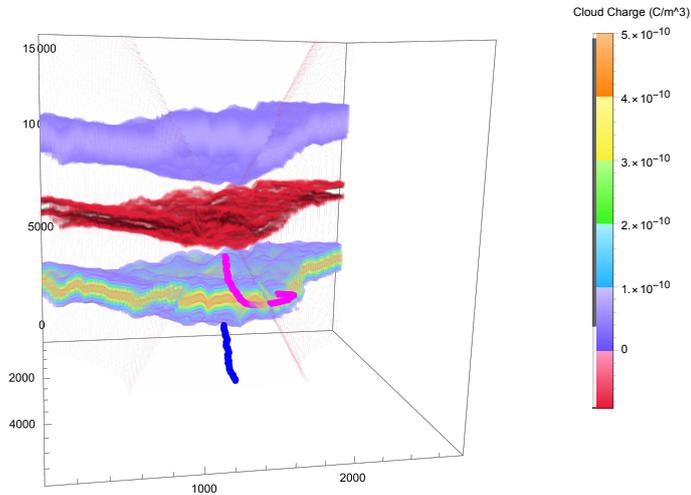


Figure 5 Leader Propagation (Blue 3000m, Pink 6000m)

The only leader who connects to the ground is the positive one coming from the bottom part of the base positive layer (inception at 3000m in blue). The negative leader from the negative middle part of the cloud (6000m) is trapped between the two (bottom and top) positive layer. It reaches the separation altitude between the layers and then cannot propagate vertically anymore. The negative leader cannot reach the ground, which is blinded and protected from the bottom positive layer as shown theoretically by Nag and Rakov [1].

6 Conclusion

A cloud typical cloud structure is proposed and used as a background electrostatic field to model the propagation of leaders. Positive leader propagates toward the ground (cloud-to-ground), and negative leader taking inception into the cloud to propagate into the cloud (cloud-to-cloud). Various inception point and discussion will be presented in the full paper.

Bibliography

- [1] A. Nag et V. A. Rakov, « Some inferences on the role of lower positive charge region in facilitating different types of lightning », *Geophysical Research Letters*, vol. 36, no 5, 2009, doi: 10.1029/2008GL036783.
- [2] P. Lalande et V. Mazur, « A Physical Model of Branching in Upward Leaders », *AerospaceLab*, no 5, p. 1-7, déc. 2012.
- [3] The Lightning Flash. IET Digital Library, 2014. doi: 10.1049/PBPO069E.

Transport d'énergie électrique pour les systèmes de propulsion électrique et hybride dans le domaine aéronautique

Electric power transmission for electric and hybrid propulsion systems in the aerospace field

Charles Jullien¹, Anca Dieudonne¹, Jérôme Genoulaz¹

¹Safran Electrical & Power, EWIS DTI, 1 Rue Louis Blériot, 31702 BLAGNAC, France, charles.jullien@safrangroup.com

Mots clés: harnais, câble, CEM, haute tension / harness, cable, EMC, high voltage

Résumé/Abstract

Cet article présente la vision aéronautique du transport d'énergie électrique avec une vision à court terme. Une analyse globale de l'énergie électrique à bord sera faite lors de la discussion sur les problématiques introduites par la propulsion électrique et hybride dans le domaine aéronautique. Un focus dédié sur les problèmes CEM sera présenté. Cela mettra en évidence l'importance et la prise en compte de la CEM au niveau des harnais dans le système électrique global pour assurer la réalisation d'avions hybrides, voire tout électriques.

This article presents the aeronautical vision of electrical energy transport with a short-term vision. A global analysis of the electric energy on board will be made during the discussion on the issues introduced by electric and hybrid propulsion in the aeronautical field. A dedicated focus on EMC issues will be presented. This will highlight the importance and consideration of EMC at harness level in the overall electrical system to ensure the realization of hybrid or even all-electric aircraft.

1 Introduction

Dans les années à venir, pour l'ambition de l'aviation décarbonée, la commande et la livraison de puissance auront pris une grande importance dans le développement de nouveaux systèmes. En effet, le remplacement des fonctions pneumatiques et hydrauliques par des fonctions électriques et l'augmentation des systèmes électroniques embarqués (wifi, divertissement, centrale informatique, dégivrage...) nécessite déjà une importante production d'énergie comme le montre la figure 1. La propulsion électrique ou hybride prend maintenant une ampleur encore plus importante face au défi des changements climatiques. La meilleure conception en termes de position, de nombre des sources et consommateurs à bord est essentielle. L'optimisation des harnais sera aussi importante que l'optimisation des systèmes connectés à leurs extrémités.

L'augmentation des courants et des tensions des systèmes électriques a un impact direct sur le dimensionnement des câblages, de leurs systèmes d'isolation et de connectique, ayant par conséquent un impact non-négligeable sur la masse totale des systèmes. Ces mêmes changements dans le fonctionnement des systèmes engendrent une augmentation des niveaux des champs rayonnés, menaçant la compatibilité électromagnétique avec des systèmes plus sensibles.

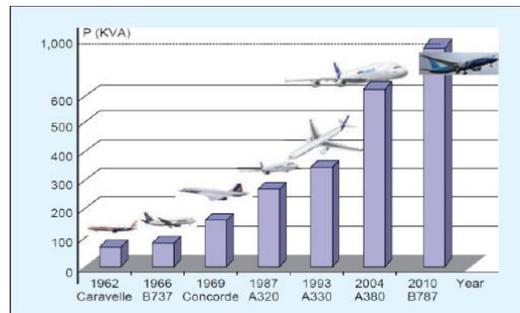


Figure 1 Puissance embarquée des programmes en fonction du temps

Les harnais transportent deux types d'énergie : les données et la puissance. La distribution de masse montre que la majeure partie du poids du harnais sur les avions est liée à la distribution de puissance. Les nouvelles technologies devront prendre en compte l'augmentation des contraintes électriques DC et AC. La diversification et

l'augmentation des niveaux de tension a une forte influence sur l'augmentation des risques électriques (décharges partielles, charges d'espace, arcs...), sur l'installation des harnais dans un environnement déjà contraint, sur la qualification des composants, etc. Ces contraintes se traduiront par différents phénomènes physiques, amplifiés par l'augmentation des niveaux des tensions d'alimentation au-delà du kV.

Un exemple de chaîne de puissance électrique dans le domaine aéronautique se décompose comme suit (voir Figure 2) :

- Une alimentation CC
- Connectée à un convertisseur statique triphasé
- Lui-même relié au moteur via un faisceau électrique.

Un LISN pourrait être ajouté et est imposé par le besoin de standardisation des tests normatifs.

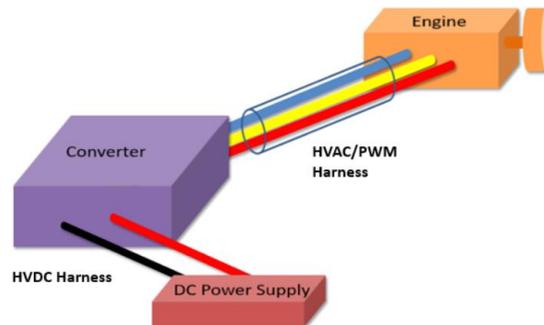


Figure 2 Principe d'une chaîne de puissance HV

L'alimentation en courant continu symétrique et l'électronique de redressement sont reliées au convertisseur par une ligne bifilaire qui peut être blindée. Le faisceau d'alimentation MLI du moteur est constitué d'un câble blindé à trois fils. Selon l'architecture envisagée, la longueur de ces câbles peut être conséquente.

2 Réseau HV et CEM

La distribution de masse présentée sur la Figure 3 montre que la majeure partie du poids du harnais sur les avions est liée à la distribution de puissance. Néanmoins, l'arrivée des commandes électriques et des régulations de système de communication ou de système assisté par ordinateur de dernière génération sur les derniers programmes prennent une part plus importante dans cette diffusion. De plus, on constate que plus l'avion est gros, plus la masse de câblage augmente, sauf pour l'A350 qui bénéficie de systèmes intégrés signifiant des longueurs de faisceaux réduites du fait de la moindre distance entre les équipements des différents systèmes.

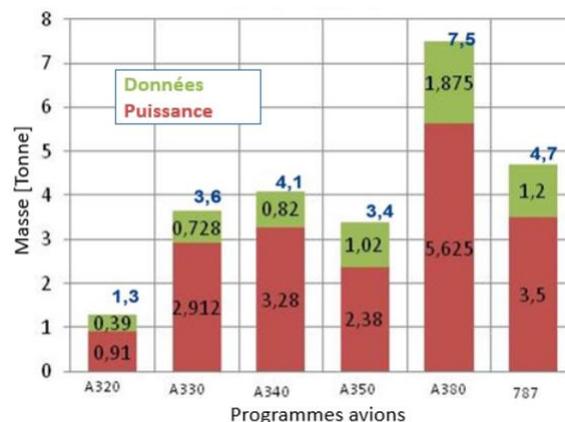


Figure 3 Evaluation Masse harnais par rapport aux programmes avions

Les puissances actuelles à bord sont de l'ordre de plusieurs centaines de kilowatts. Les générateurs des avions fournissent cette énergie à bord, la plupart du temps en puisant directement sur les moteurs. Avant de passer à du tout électrique, les principaux systèmes d'hybridation consistent soit à remplacer les moteurs traditionnels par des moteurs électriques alimentés par un générateur associé à des batteries, soit supporter les moteurs thermiques par des moteurs électriques afin de leur donner la puissance nécessaire pour des phases critiques de vol. Ces modifications feront passer la puissance embarquée de quelques centaines de kilowatts à plusieurs mégawatts pour alimenter ces moteurs électriques particuliers. Si l'on considère un avion milieu de gamme délivrant 2MW avec les technologies et considérations actuelles, on estime un poids supplémentaire de 2 tonnes rien que pour les faisceaux électriques sur un total de plus d'une tonne pour une version non hybride.

Une des solutions pour résoudre le problème de la masse est d'augmenter la fréquence du réseau électrique. Plus la fréquence est élevée, plus le noyau d'un transformateur peut être petit à puissance égale et plus le nombre de tours par volt est faible. La même règle s'applique également aux moteurs, générateurs et plus généralement à tous les composants électromagnétiques. De plus, le filtrage post-récupération nécessite des condensateurs beaucoup plus petits à une fréquence plus élevée. En revanche, le poids du harnais augmente de 67% si on double la fréquence comme le montre la Figure 4.

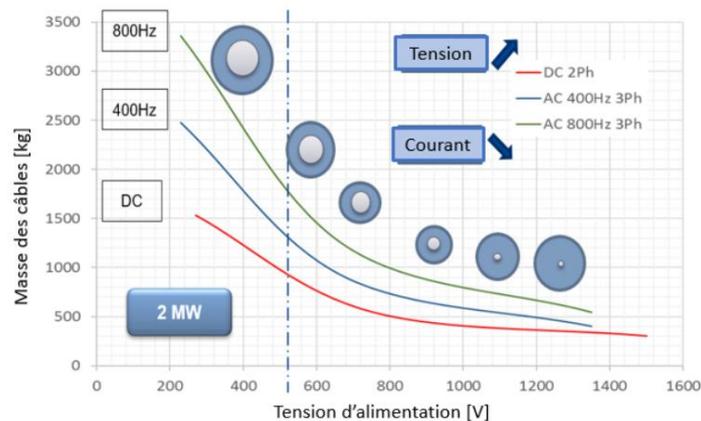


Figure 4 Une solution possible : augmenter la fréquence du réseau

En revanche, pour le même courant à transporter, la masse métallique nécessaire augmente avec l'augmentation de la fréquence à cause de l'effet de peau ou pelliculaire. Afin de limiter l'augmentation de masse due à une fréquence de réseau plus élevée, on peut considérer l'augmentation de tension permettant la réduction du courant et ainsi réduire le diamètre des conducteurs véhiculant la puissance. Néanmoins, l'augmentation de la tension nécessite d'augmenter l'épaisseur du diélectrique pour limiter les phénomènes apparaissant en haute tension. La solution sera de trouver le juste équilibre entre les niveaux de tension et de courant afin de limiter la masse des câbles ou de trouver de nouveaux composants qui répondront aux besoins de transport d'énergie dans l'avion hybride tout en ayant une masse acceptable et maîtrisée. On parle alors de HVDC et HVAC voire MLI (modulation à largeur d'impulsion).

En plus de ces problématiques, l'impact de l'augmentation de puissance embarquée va être important sur les champs électromagnétiques rayonnés par les harnais. Avec des puissances plus importantes et des fréquences plus élevées, notamment pour le MLI, les signaux vont avoir une richesse spectrale étendue, passant de quelques kHz à plusieurs centaines de MHz. Afin de répondre à ces défis ainsi qu'aux standards aéronautiques [1], deux solutions existent d'un point de vue compatibilité électromagnétique CEM : travailler sur les distances séparant les harnais de puissance et les harnais sensible [2] et travailler sur les blindages [3] afin de les rendre performant sur toute la bande de fréquence étendue au haute fréquence (au-delà du GHz). En effet, le premier point se traite par des études de diaphonie entre les systèmes afin de déterminer les distances de séparations. Le deuxième quant à lui est plus complexe à traiter car les standards existants traitent en haute fréquence le système complet (source, charge et harnais) et pas le harnais seulement. Ainsi il n'y a pas de paramètre décrivant simplement les performances intrinsèques d'un blindage au-delà des fréquences de résonances comme il existe en basse fréquence. Pour cela, des études de CEM sont menées pour valider ces solutions, aussi bien en HVDC qu'en HVAC.

3 Impact de la topologie HV

Le meilleur observable, directement lié aux distances de ségrégation entre harnais ou routes « perturbateurs » et harnais ou routes « sensibles », est la diaphonie et plus précisément la diaphonie inter-harnais. La diaphonie est un phénomène de couplage qui se caractérise par le transfert d'un signal d'une liaison porteuse sur une autre liaison plus ou moins éloignée que l'on caractérisera de victime.

Une route représente le regroupement des signaux compatibles ensemble et définit la possibilité de cheminement commun entre harnais appartenant à une même route. Le domaine de validité doit être défini pour couvrir également les phénomènes de variabilité (incertitudes sur les positions) ainsi que la robustesse nécessaire pour limiter la diaphonie entre une liaison HV et un harnais victime (la valeur limite d'acceptation).

Pour vérifier l'impact de l'installation impliquant le choix de la topologie (proche, écarté, ...) et de l'absence de protection impliquant le choix de la technologie (blindage, surblindage, ...) sur un harnais de puissance et sur la distance de ségrégation, une approche de quantification de diaphonie en fonction des topologies et comparaison de ces niveaux a été menée en simulation et d'un point de vue expérimental.

L'essai consiste à alimenter un harnais HV et à mesurer sur un câble de signal générique (harnais victime) positionné à côté, le courant résultant du couplage électromagnétique du harnais agresseur sur le harnais victime.

Les harnais doivent être placés à 5cm au-dessus d'un plan de masse conducteur d'au moins 6m de long ayant une résistance la plus faible possible (inférieure à 1 mΩ) et de telle façon à ce qu'ils soient à au moins 10cm de chaque bord. Les harnais doivent être raccordés dans des boîtiers de charges à chaque extrémité qui serviront aussi à l'injection et à la mesure. Ces distances sont issues des conditions d'essais de la DO160 Section 20-21. L'injection et la mesure se fait via un analyseur de réseau à l'aide d'une sonde de courant. La caractérisation de la fonction de transfert de la pince est aussi à réaliser afin de supprimer son influence. La Figure 5 illustre le montage des deux configurations pour les deux boîtiers.

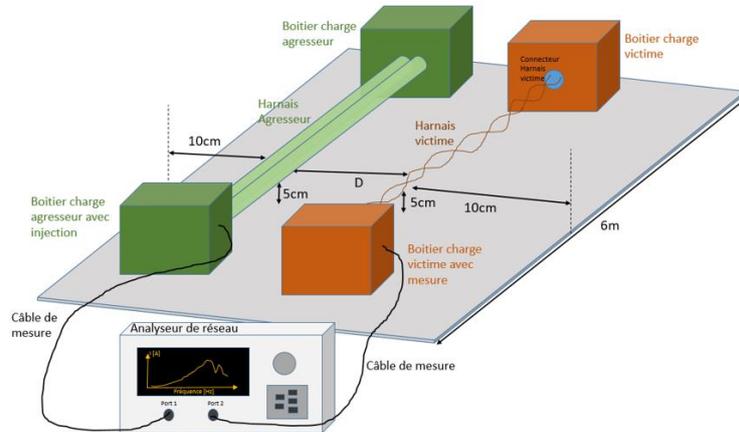


Figure 5 Banc expérimental de mesure de diaphonie

Un exemple de résultat de simulation est présenté sur la Figure 6 qui montre le paramètre S21 (le courant de diaphonie) sur le harnais victime soumis à une agression d'un harnais HVDC en configuration deux conducteurs proches à plat avec une injection en mode commun et une mesure en mode commun (MC-MC). La diaphonie peut être mesurer soit en paradiaphonie où la mesure et l'injection se font du même côté, soit en télédiaphonie où la mesure et l'injection sont opposées dans le montage.

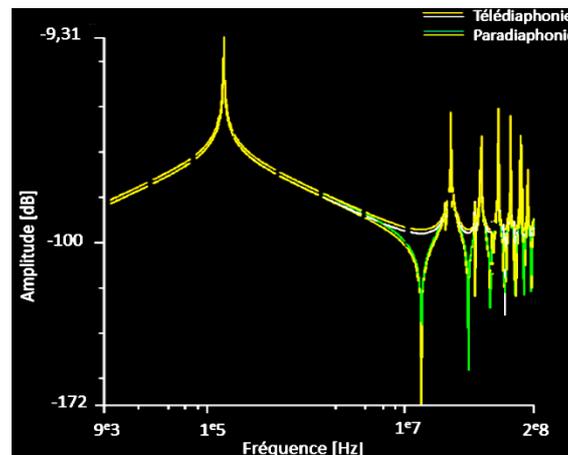


Figure 6 Résultats préliminaires du courant sur la liaison victime en télé et para diaphonie

Elles ont été faites avec CRIPTE (Calcul sur Réseaux des Interactions Perturbatrices en Topologie Electromagnétique) un logiciel développé par l'ONERA qui résout l'équation de Baum, Liu et Tesche pour des réseaux de lignes de transmission multiconducteurs basés sur la topologie électromagnétique [4]. La simulation montre notamment l'effet des circuits mis aux extrémités du harnais victime. Les résultats montrent un comportement tout à fait similaire que ce soit en télédiaphonie ou en paradiaphonie à ce que l'on peut obtenir en mesure.

4 Caractérisation des blindages hautes fréquences

Pour traiter le deuxième point, la protection des systèmes à l'aide des blindages, on peut considérer que l'influence de l'environnement électromagnétique perturbateur sur un câble blindé (ou son influence ce même environnement) peut être exprimée par une fonction de transfert appelée impédance de transfert (Z_t) [5] (l'admittance de transfert étant souvent négligée). Ce paramètre relie parfaitement la conception d'un blindage à ses performances de

blindage, mais se limite aux fréquences en dessous des fréquences de résonance du câble. Une autre façon de caractériser la performance d'un blindage électromagnétique consiste à utiliser l'efficacité de blindage (SE) [6]. Cette mesure est requise et effectuée sur des systèmes électriques complets (sources, charges, installation, y compris les faisceaux de câbles blindés) mais n'est pas directement applicable à un seul faisceau de câbles blindés. De plus, la caractérisation des écrans obtenus par cette méthode est dépendante des moyens de test, des conditions d'installation et de l'échantillon, ce qui en fait une mesure qualitative et non quantitative. Cette méthode couvre en revanche les « hautes fréquences », à partir de 100 MHz jusqu'à des dizaines de GHz. Afin d'associer les mondes « basses » et « hautes fréquences », différentes études ont été menées et ont abouti à quelques règles empiriques. Cependant, cela ne permet pas de caractériser le blindage à proprement parler. B. Demoulin et L. Kone ont proposé dans [6] une procédure de caractérisation de l'efficacité de blindage d'un câble utilisant une chambre réverbérante à brassage de mode ainsi que le lien entre cette efficacité de blindage et l'impédance de transfert [5]. Une nouvelle méthode de mesure de l'impédance de transfert a été développée pour les hautes fréquences : la méthode d'injection localisée. Cette méthode utilise des sondes de courant magnétiques FCC, c'est-à-dire que la mesure est limitée à la plage de fréquence comprise entre la basse fréquence minimale de la sonde et la fréquence de résonance des câbles sous test ou la fréquence maximale d'utilisation de la sonde. Son principe est similaire à la caractérisation standard de la susceptibilité d'un appareil (BCI - Bulk Current Injection test set-up). Pour cela, le montage consiste à placer le câble sous test (CTS) au-dessus d'un plan de masse, l'échantillon étant maintenu en place à l'aide de supports métalliques reliés électriquement au plan de masse. Une extrémité de l'éprouvette est reliée à un analyseur de réseau afin de mesurer la tension entre l'âme et le blindage, tandis qu'à l'autre extrémité l'âme et le blindage sont court-circuités. Deux sondes de courants, toutes deux connectées à un analyseur de réseau, sont placées sur le CTS : une sonde est utilisée pour l'injection de courant et l'autre pour la mesure du courant circulant sur le blindage comme illustré à la Figure 7 et présentés dans [7].

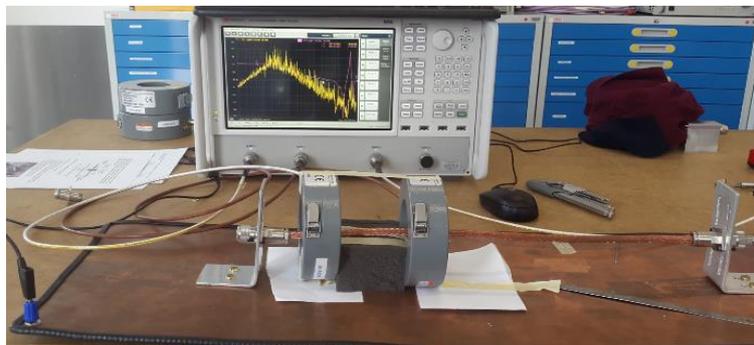


Figure 7 Configuration du test d'injection localisée

Comme la méthode d'injection localisée va au-delà de la première fréquence de résonance, elle pourrait conduire à un recouvrement de la bande de fréquence entre les mesures Z_t classiques et les mesures d'efficacité de blindage permettant le passage de l'une à l'autre et la caractérisation de l'efficacité de blindage de différentes technologies. Pour cela, il faut pouvoir dépasser les limitations technologiques des sondes de courant à base de ferrite. Les sondes stripline introduites dans [8] permettent déjà de réaliser avec succès des essais de type BCI au moins jusqu'à 3GHz. L'idée ici consiste donc à utiliser ces sondes pour réaliser une mesure en injection localisée et dépasser les limites des sondes actuelles. Une mesure illustrée sur la Figure 8 a alors été réalisée avec les sondes stripline de 400MHz à 3GHz et comparé au résultat de Z_t obtenu en chambre réverbérante vibrante (VIRC) selon la méthode de [6].

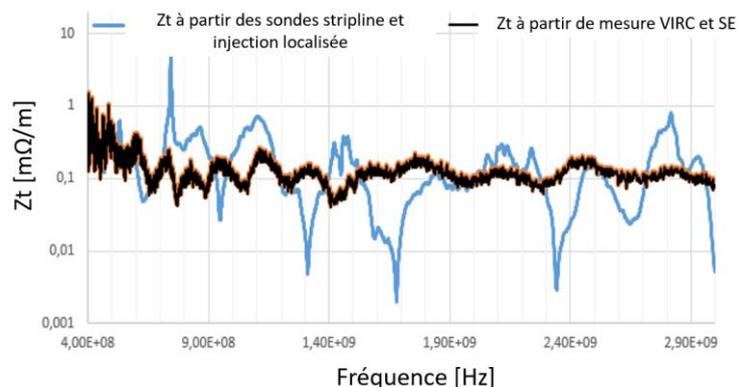


Figure 8 Comparaison du Z_t obtenu par le SE en VIRC et la valeur obtenu avec les sondes stripline en méthode d'injection localisée

Les résultats montrent un niveau moyenné constant autour de $0,1\Omega/m$ pour les deux résultats et des résonances globalement comparable. La tendance montre par ailleurs que ce niveau constant traduit un effet au-delà de l'impédance de transfert et prend en compte d'autres effets, notamment celui de l'admittance de transfert via la capacité de transfert. Cette capacité s'opposant à l'inductance de transfert pourrait expliquer ce comportement. Néanmoins cette méthode semble offrir de bon résultat pour définir les performances des blindages en hautes fréquences.

5 Conclusion

En conclusion, nous avons présenté un des aspects de la propulsion électrique des avions dans la prise de masse de l'électronique de puissance et de transmission d'énergie. Cette masse peut être contrôlée en augmentant la fréquence du réseau mais cela implique également d'augmenter la tension et de diminuer le courant pour réduire la masse des faisceaux. Cependant, la haute tension influe fortement l'épaisseur des isolants diélectriques. Les travaux futurs porteront sur les matériaux, les câbles et les connecteurs qui assureront le transport de plusieurs MW et leurs impacts CEM. Deux pistes pour évaluer l'effet de la haute tension sur les câblages d'un point de vue CEM ont été présentées notamment sur la diaphonie pour identifier l'impact sur les distances de ségrégation mais aussi sur les blindages afin de les caractériser en plus haute fréquence et tenir compte des harmoniques.

Les perspectives de ces travaux permettront à la fois de dimensionner les blindages au juste besoin sur une large bande de fréquence et de pouvoir les caractériser ainsi d'identifier la topologie de harnais HV qui génèrera le moins de perturbations possible, deux éléments clés dans le dimensionnement du transport de l'énergie électrique forte puissance pour les avions du futur.

Références bibliographiques

- [1] RTCA DO160, "Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment".
- [2] C. Jullien, I. Junqua, J. Morio, G. Antonini, N. Muot, M. Bandinelli, A. Bonsignore, A. Mori, M.D. Astorino, S. Bertuol, C. Girard, J-P. Parmantier, P. Di Bartolomeo, G. Prin, "Optimization of segregation distances between harnesses for aeronautical applications", URSI GASS 2020, Rome, Italy.
- [3] C. Jullien, M. Dunand, J. Genoulaz, " Développement de harnais de câble en vue de l'optimisation CEM d'une chaîne de conversion de puissance pour l'aéronautique", Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ElectroMagnétique 2014, Clermont-Ferrand, France.
- [4] C.E Baum, "Electromagnetic Topology for the Analysis and Design of Complex Electromagnetic System", Fast Electrical and Optical Measurements, Vol. 1, pp. 467-547, Martinus Nijhoff, Dordrecht, 1986
- [5] S. A. Schelkunoff, "The Electromagnetic Theory of Coaxial Transmission Lines and Cylindrical Shields," Bell System Technical Journal, Vol. 13, No. 4, 1934, pp. 532-579
- [6] B. Demoulin, L. Kone, "Shielded cable transfer impedance measurements in the microwave range of 1 GHz to 10 GHz", IEEE Electromagnetic Compatibility Society Newsletter, 2011, 229, pp.52-61
- [7] Z.E.Mohamed-Chérif, G.Andrieu, G.Alberto, N.Ticaud, C.Jullien, J.Genoulaz and A.Dieudonne, "Transfer Impedance Measurement of Shielded Cables through Localized Injection", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Oct. 2017.
- [8] G. Andrieu and A. Reineix, "High-frequency BCI-like tests with a stripline injection probe," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 58, no. 2, pp. 393-400, Apr. 2016

Dimensionnement d'un Filtre Hybride De Mode Commun

B. Mohamed Nassurdine^{1,3,4}, PE. Lévy¹, D. Labrousse², JL. Schanen³, X. Maynard⁴, S. Carcouet⁵

¹Univ. Paris-Saclay, SATIE, F-91190 Gif-sur-Yvette, France, {pierre-etienne.levy}@ens-paris-saclay.fr

²Le Cnam, SATIE, UMR 8029, F-75003 Paris, France, HESAM Universite, {denis.labrousse}@lecnam.net

³Univ. Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP, G2Elab, F-38000 Grenoble, {jean-luc.schanen}@grenoble-inp.fr

⁴Univ. Grenoble Alpes, CEA, Liten, F-38000 Grenoble, France, {xavier.maynard}@cea.fr

⁵Univ. Grenoble Alpes, CEA, Leti, F-38000 Grenoble, France, {sebastien.carcouet}@cea.fr

Mots clés : Perturbations électromagnétiques / Electromagnetic Interference, Filtre CEM hybride / Hybrid EMI filter, Convertisseur de puissance boost / Boost power converter

Résumé/Abstract

Ce papier propose l'étude et le dimensionnement d'un filtre CEM hybride de mode commun capable d'atténuer les perturbations électromagnétiques dans une plage de fréquence donnée. Dans un filtrage CEM hybride, les perturbations basses fréquences sont filtrées par un filtre CEM actif (AEF) et les plus hautes fréquences par un filtre CEM passif. La première partie de ces travaux est consacrée à l'étude et au dimensionnement de l'AEF. Dans cette partie le principe de fonctionnement et les règles de conception sont présentés. Un prototype d'un AEF fonctionnel respectant la norme aéronautique (DO160) jusqu'à 1MHz est réalisé. La dernière partie est dédiée au choix et à la réalisation du filtre passif pour les plus hautes fréquences. Des résultats expérimentaux valident la méthodologie proposée.

This paper proposes the study and the design of a common mode hybrid electromagnetic interference (EMI) hybrid filter (HEF) able to cancel the CM electromagnetic interference noise in a given frequency range. In hybrid EMI filtering, low frequency interferences are filtered by an active EMI filter (AEF) and higher frequencies by a passive filter. The first part of this work is devoted to the study and dimensioning of the AEF. In this part, the principle of operation of the proposed AEF and design rules are addressed. A functional prototype respecting the aeronautics standard (DO160) up to 1 MHz is realised. The last part is dedicated to the choice and the study of the passive filter for the high frequencies allowing to satisfy the standard. Experimental results validate the proposed methodology.

1 Introduction

Les convertisseurs de puissance sont des sources de perturbations électromagnétiques (conduites et rayonnées), dues aux forts gradients de tensions et de courants mis en jeu lors des commutations des semi-conducteurs de puissance. Ces perturbations sont susceptibles de dégrader le bon fonctionnement du convertisseur et les équipements qui l'environnent. Par conséquent, des normes de compatibilité électromagnétique (CEM) sont mises en place pour limiter leurs émissions et augmenter la robustesse des équipements électroniques (norme DO160 pour l'aéronautique...).

Traditionnellement, en émission conduite, une mise en conformité CEM, peut être obtenue par l'ajout d'un filtre CEM passif composé d'un filtre de mode commun et d'un filtre de mode différentiel. L'étude et l'analyse de ces filtres sont largement abordées dans la littérature [1]. Ils sont constitués principalement de composants passifs couteux et encombrants pouvant représenter jusqu'à 30 % du cout, du poids et du volume d'un convertisseur de puissance. Par conséquent, ces dernières années l'utilisation des composants actifs dans le filtrage CEM a fait l'objet de plusieurs études. Ces études ont montré que le filtrage actif permet d'avoir une atténuation effective et des performances similaires aux filtres passifs en basse fréquence avec une masse et un encombrement réduit. Une réduction de plus de 40% de la taille du filtre CEM est obtenue dans [2] en associant un filtre CEM actif (AEF) à un filtre passif pour réaliser un filtrage hybride.

Dans un filtrage hybride, les perturbations basses fréquences sont atténuées par l'AEF et les très hautes fréquences par le filtre passif. Les AEFs les plus étudiées dans la littérature utilisent la stratégie feedback et leur principe de fonctionnement consiste à détecter un courant ou une tension aux bornes du réseau d'alimentation (RSIL) et le comparer avec une référence nulle. L'écart est traité analogiquement (Ampli-Op) ou numériquement (DSP ou FPGA) afin d'obtenir le gain nécessaire au rejet des perturbations. Quatre topologies de base d'AEFs existent et elles diffèrent selon la nature de détection (courant ou tension) et d'injection (courant ou tension). La Figure 1 illustre ces quatre topologies où le convertisseur est représenté par son modèle de Norton et le réseau par une impédance Z_{lissn} . La viabilité de ces filtres actifs dans des applications industrielles est abordée dans [3]. Le dimensionnement d'un AEF de mode commun détectant une tension et injectant un courant est traité puis validé

expérimentalement dans [4]. L'association d'un AEF de mode différentiel avec un filtre passif intégré est présentée dans [2].

Ce papier traite le dimensionnement d'un filtre hybride de mode commun. La première partie de ces travaux est consacrée à l'étude et au dimensionnement de l'AEF. Dans cette partie, les règles de conception seront présentées. Ensuite, la dernière partie est focalisée sur le choix et le dimensionnement du filtre passif pour les plus hautes fréquences. Des résultats expérimentaux, obtenus avec un Boost (14V/42V - 115 kHz - 27W), valident la méthodologie proposée.

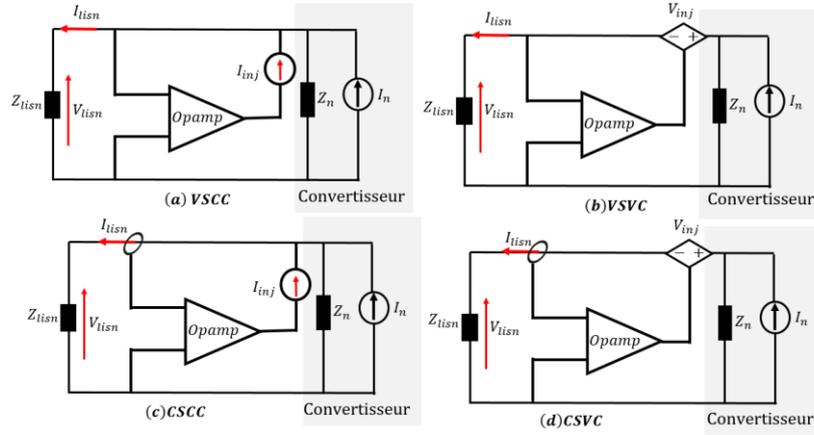


Figure 1: Quatre topologies de bases des AEFs. (a) Détection de tension – injection de courant (VSCC). (b) Détection de tension – injection de tension (VSVC). (c) Détection de courant – injection de courant (CSCC). (d) Détection de courant – injection de tension (CSVC)

2 Filtre CEM actif

2.1. Principe de fonctionnement du VSCC AEF de mode commun

Le filtre VSCC présenté dans cette section est largement étudié dans [4]. La Figure 2a illustre l'AEF proposé. Pour les perturbations de mode commun, la phase et le neutre sont symétriques et peuvent être considérés en parallèle vis-à-vis de la terre. La figure 2b illustre le schéma équivalent et son principe de fonctionnement peut être expliqué à partir des équations suivantes :

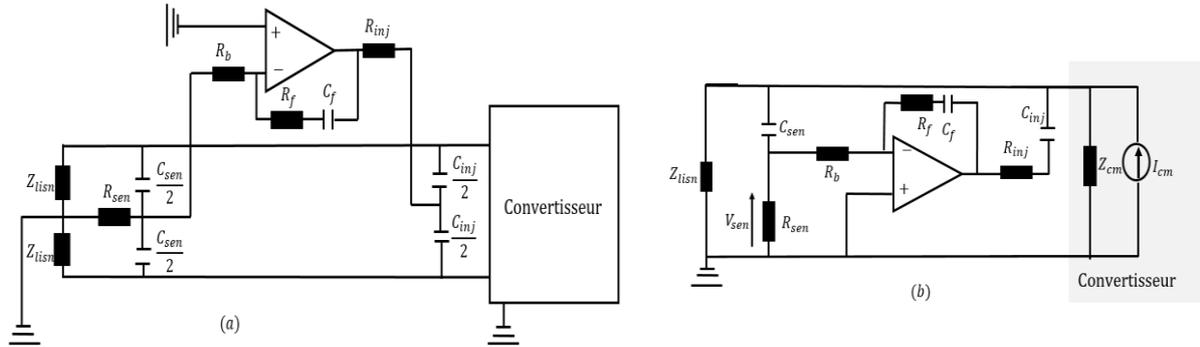


Figure 2: (a) Filtre AEF proposé ; (b) Circuit équivalent

$$A_{sen}(s) = \frac{sR_{sen}C_{sen}}{1 + sR_{sen}C_{sen}} \quad (1)$$

$$Z_{inj} = \frac{1}{s \cdot C_{inj}} + R_{inj} \quad (2)$$

$$A_{op}(s) = \frac{R_f + \frac{1}{s \cdot C_f}}{R_b} \quad (3)$$

$$V_{lisen} = \frac{\frac{Z_{cm} \cdot (Z_{lisen} // Z_{inj})}{Z_{lisen} // Z_{inj} + Z_{cm}}}{1 + \frac{Z_{lisen} // Z_{cm}}{Z_{lisen} // Z_{cm} + Z_{inj}} A_{op}(s) A_{sen}(s)} I_{cm} \quad (4)$$

D'après l'équation (4), un gain très élevé de la fonction de transfert, $A_{op}(s)$, est nécessaire pour rejeter complètement les perturbations ($V_{lisen} \approx 0$). Cette condition est difficilement satisfaite en raison de problèmes de stabilité du système AEF et des limites de l'amplificateur opérationnel. Ainsi, une atténuation requise pour satisfaire la norme sera atteinte avec un gain d'amplification bien défini. L'atténuation quantifie les performances de l'AEF et est définie comme le rapport entre la tension aux bornes du Z_{lisen} avec AEF et celle sans AEF. La tension aux bornes de Z_{lisen} avec AEF est donnée par l'expression (4) et celle sans AEF par l'expression (5).

$$V_{lisen \text{ sans AEF}} = \frac{Z_{lisen} Z_{cm}}{Z_{lisen} + Z_{cm}} I_{cm} \quad (5)$$

L'atténuation est donnée par (6)

$$A_{tt}(s) = 1 + \frac{Z_{lisen} \cdot s C_{inj}}{1 + s R_{inj} C_{inj}} (1 + A_{sen}(s) A_{op}(s)) \quad (6)$$

Comme mentionné ci-dessous, la stabilité de l'AEF proposé est importante, puisque son fonctionnement est basé sur le principe de feedback. Une instabilité peut amplifier les perturbations ou même endommager le système. La fonction de transfert utilisée pour vérifier la stabilité est la fonction de transfert en boucle ouverte donnée par l'équation (7).

$$T_o = \frac{Z_{lisen} // Z_{cm}}{Z_{lisen} // Z_{cm} + Z_{inj}} A_{sen}(s) A_{op}(s) \quad (7)$$

L'AEF proposé est stable lorsque le gain en boucle ouverte a une amplitude inférieure à un à toutes les fréquences correspondant à une phase égale à $-180 - n \times 360$, où $n = 0, 1 \dots \infty$

2.2. Dimensionnement d'un filtre VSCC AEF

Le filtre VSCC proposé est conçu pour un convertisseur de puissance Boost 14V/42V - 115 kHz - 27W pour satisfaire la norme aéronautique DO160. La méthodologie de dimensionnement et la mesure des fonctions de transfert sont largement détaillées dans [4]. Les spectres de courant de mode commun sont mesurés et comparés à la norme DO160 pour déterminer la gamme de fréquences de fonctionnement de l'AEF et l'atténuation maximale requise. Les figures 3a et 3b illustrent respectivement le spectre et le courant de mode commun dans le domaine temporel non filtré.

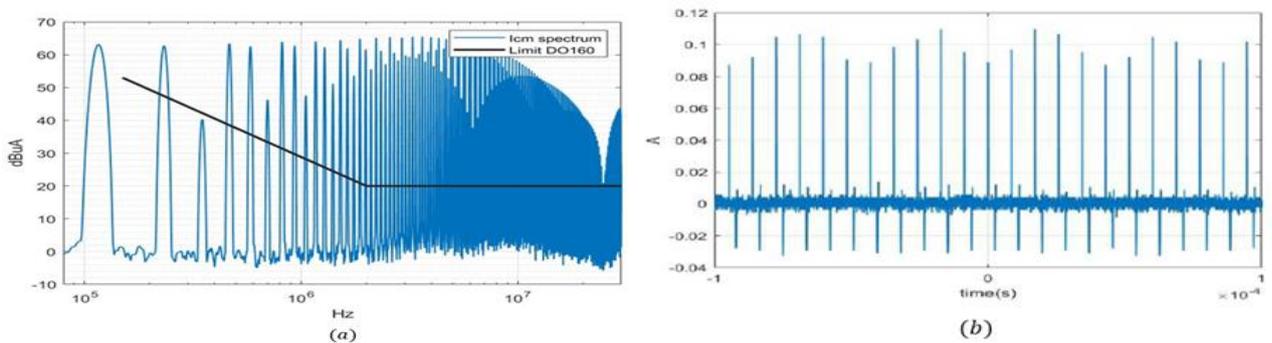


Figure 3: (a) Spectre du courant de mode commun ; (b) Courant de mode commun temporel

D'après la Figure. 3a, un filtre CEM de mode commun est nécessaire sur toute la gamme de fréquences des perturbations conduites. Pour satisfaire la norme en basse fréquence, un filtrage actif est proposé dans la gamme de fréquence inférieure à 1 MHz. Au-delà de 1 MHz, un filtre passif peut être utilisé pour satisfaire la norme DO160. Pour déterminer l'amplification minimale requise, l'atténuation maximale dans la plage de fréquences de fonctionnement du filtre actif est déterminée en soustrayant le 8e harmonique à la limite DO160.

$$A_{ttmax} = 60dB\mu A - 30dB\mu A = 30$$

D'autre part, comme le courant d'injection est fourni par l'amplificateur opérationnel, pour un filtrage idéal, $I_{inj} = I_{cm}$. Par conséquent, le courant de sortie de l'amplificateur opérationnel doit être au moins égal à I_{cm} . D'après la Figure 3b, la capacité de courant de sortie minimale de l'amplificateur opérationnel est de 120 mA. Les détails des valeurs des composants sont calculés dans [4] et données dans le tableau 1.

Component	Value
R_f	33k Ω
C_f	68pF
R_b	1 k Ω
R_{sen}	110
C_{sen}	2 x 10nF
R_{inj}	6.8 Ω
C_{inj}	2x0.1uF
CFA	THS3121

Tableau 1: Valeurs des composants

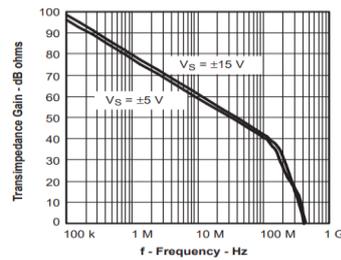


Figure 4: Transimpédance du THS3121

En raison du courant de mode commun élevé, un amplificateur opérationnel de courant (CFA) Texas Instruments, THS3121, a été choisi pour son courant de sortie élevé, 475 mA et sa large bande passante, 400 MHz. Et pour prendre en compte le modèle haute fréquence de l'amplificateur opérationnel, l'équation (3) est réécrite comme suit :

$$A_{op}(s) = \frac{Z_{dc}}{R_b} \left(1 + \frac{s R_f C_f}{(R_f + Z_{dc}) C_f} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_k} \right) \quad (8)$$

Z_{dc} est le gain de transimpédance continue basse fréquence de l'amplificateur opérationnel et est égal à 103 dB. Le pôle de gain en boucle fermée haute fréquence, ω_k , définit la pulsation de coupure haute de fréquence à partir de laquelle le gain de la fonction de transfert en boucle fermée, $A_{op}(s)$ diminue de 20 dB/décade. Comme illustré par la Figure 5, l'expression calculée correspond bien à la mesure.

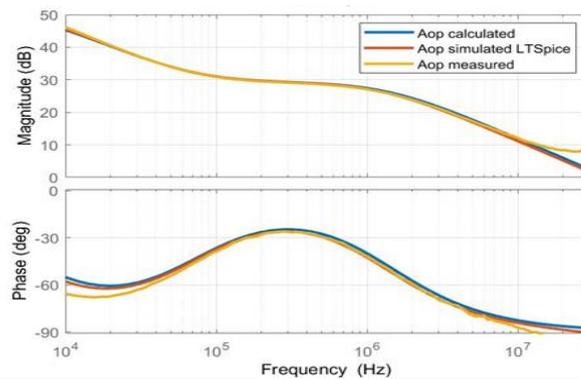


Figure 5: Comparaison de la fonction de transfert $A_{op}(s)$ calculée et mesurée

Comme mentionné précédemment, la stabilité doit être soigneusement conçue et garantie pour éviter d'amplifier les perturbations ou endommager le filtre. Pour mesurer le gain en boucle ouverte donné par l'équation (7), à partir du modèle de circuit, la boucle de rétroaction est déconnectée à l'entrée de l'amplificateur opérationnel et une tension de test est appliquée à l'entrée de l'amplificateur à partir du nœud déconnecté comme illustré par la Figure

6a. Durant cette mesure, le convertisseur de puissance n'est pas alimenté. Le gain de boucle est donné par l'équation (9).

$$T_o(s) = -\frac{V_{out}}{V_{test}} \quad (9)$$

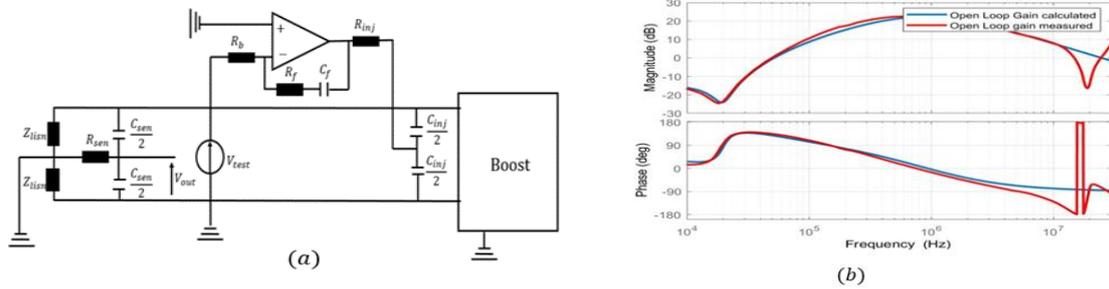


Figure 6: (a) Mesure de la fonction de transfert en boucle ouverte; (b) Comparaison de la fonction calculée et la fonction mesurée

D'après la Figure 6b, la fonction de transfert en boucle ouverte calculée correspond à la fonction mesurée. Une différence en haute fréquence au-dessus de 10 MHz est observée. Elle est due à une résonance de l'impédance de mode commun. Cette résonance rend le filtre instable aux alentours de cette fréquence comme montré par la Figure 6b. Les spectres du courant de mode commun avec et sans AEF sont donnés par la Figure 7. On voit bien que dans la gamme de fréquences de fonctionnement de l'AEF, la norme est respectée jusqu'à 1MHz. Au-dessus de 1 MHz, un filtre passif peut être utilisé pour atteindre la norme dans toute la gamme de fréquences des perturbations conduites.

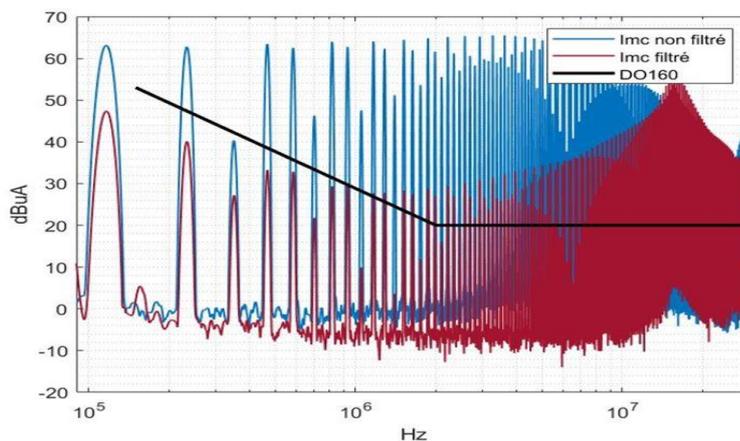


Figure 7: Spectre de mode commun avec et sans filtre actif

De plus l'instabilité à 15MHz se traduit par une amplification des perturbations de mode commun. Comme cette instabilité n'est pas dans la gamme de mise en conformité CEM active, elle sera corrigée par le filtre CEM passif.

3 Filtre CEM passif

3.1. Choix de la topologie

Comme mentionné précédemment, le filtre passif atténue les très hautes fréquences. Le choix et le dimensionnement de ces filtres dépendent très fortement des impédances du réseau d'alimentation et du convertisseur de puissance. Cependant, l'ajout d'un filtre actif modifie l'impédance entre le convertisseur de puissance et le réseau d'alimentation. Cette modification doit être prise en compte dans le choix de la topologie du filtre passif. Bien que le filtre actif est proprement dimensionné, le filtre passif sera branché avant le filtre actif pour réduire l'amplitude et les dv/dt des perturbations qui seront traitées par l'AEF. L'impédance ajoutée par le filtre actif est donnée par l'équation (10). L'expression (11) donne l'impédance vue par le réseau d'alimentation.

$$Z_{eq} = \frac{Z_{inj}}{1 + A_{sen}(s)A_{op}(s)} \quad (10)$$

$$Z_{active} = Z_{eq} // Z_{cm} \quad (11)$$

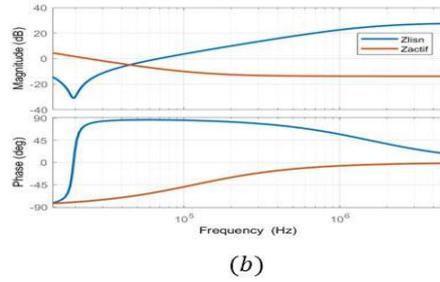
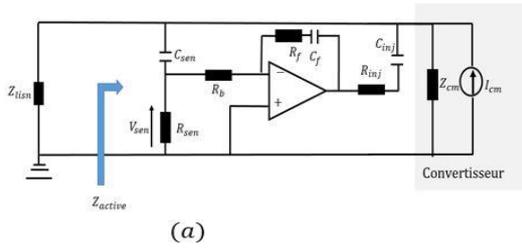


Figure 8: (a) Mesure de l'impédance active; (b) Comparaison de l'impédance active et l'impédance du réseau Zlisen

La figure 8b montre que l'impédance active vue par le réseau d'alimentation est inférieure à l'impédance Z_{lisen} . Par conséquent une topologie CL est choisie comme illustré dans la Figure 9.

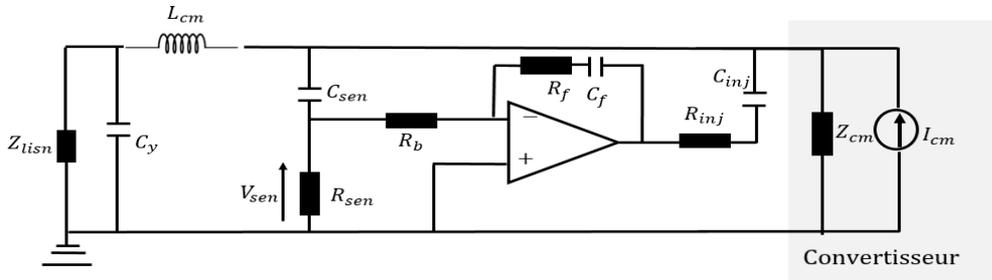


Figure 9: Filtre hybride de mode commun

3.2. Dimensionnement du filtre passif de mode commun

Le filtre passif est dimensionné pour atténuer les perturbations au-delà de 1MHz. Cependant d'après la figure 7, le spectre du courant de mode commun est tangent à la limite de la norme DO160 à partir de 575kHz. Pour ajouter une marge, on prend 500kHz comme fréquence de résonance du filtre passif. De plus un filtre CEM passif est dimensionné pour ce convertisseur de puissance ($C_y = 2 \times 4.7nF$ et $L_{cm} = 650\mu H$). Pour comparer le gain en inductance de mode commun, nous allons garder la même valeur de condensateur C_y du filtre passif existant.

$$C_y = 2 \times 4.7nF \quad (12)$$

$$L_{cm} = \frac{1}{C_y(2\pi f_{res})^2} = 10\mu H \quad (13)$$

Le matériau utilisé est le TN12/9/5 4C65 de ferroxcube dont les caractéristiques sont données par la Figure 10a. La Figure 10b donne la valeur de l'inductance mesurée en fonction de la fréquence. On voit bien qu'on a 10uH jusqu'à environ 10MHz avant de décroître. Cette décroissance est due aux limites du matériau utilisé.

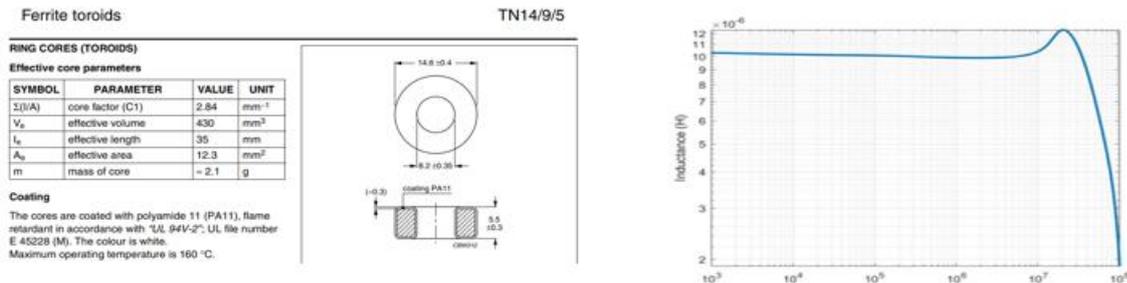


Figure 10:(a) Caractéristiques du ferrite; (b) Inductance de mode commun mesurée

4. Filtre CEM hybride

Les perturbations de mode commun sans filtres sont mesurées et comparées aux perturbations filtrées comme illustré par la figure 11. En très haute fréquence, on voit bien que l'ajout du filtre passif permet de respecter la norme jusqu'à environ 15MHz. Au-delà de cette fréquence, la norme n'est pas respectée. Cela peut s'expliquer par l'inductance de mode commun qui n'est plus égale à 10uH comme illustrée dans la figure 10b dans cette gamme de fréquences.

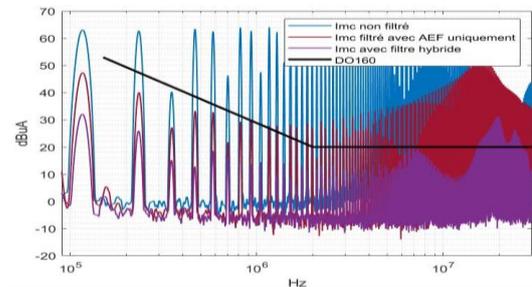


Figure 11: Comparaison des spectres de mode commun non filtrés et filtrés avec AEF uniquement et avec filtre hybride

En basse fréquence, le filtrage hybride atténue davantage que le filtre AEF proposé. Cela montre une interaction entre le filtre passif et le filtre actif proposé. Cette interaction s'explique par le comportement impédant du filtre actif vis-à-vis du filtre passif. En effet l'impédance ajoutée par le filtre actif est donnée par l'équation (10). En basse fréquence, elle se comporte comme un condensateur C_y boosté activement. Elle interagit, par conséquent, avec l'inductance de mode commun de 10uH et forme un filtre LC en basse fréquence.

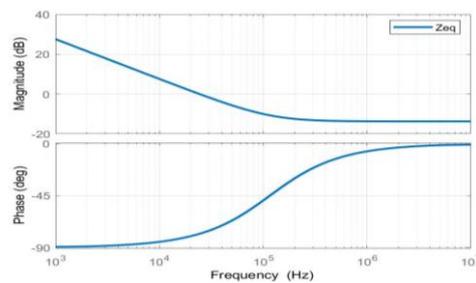


Figure 12: Impédance ajoutée par le filtre actif

5. Conclusion

Dans ce papier, le dimensionnement d'un filtre hybride de mode commun est présenté. La réalisation de la partie active a permis de montrer l'importance de la stabilité et la nécessité d'un filtre passif en très hautes fréquences pour satisfaire l'ensemble de la norme aéronautique DO160. Le filtrage actif a permis de respecter la norme jusqu'à 1 MHz. L'ajout du filtre passif a permis non seulement d'atténuer les très hautes fréquences, mais a permis également d'améliorer l'atténuation basse fréquence. Cela peut être expliqué par le fait que le filtre VSCC se comporte comme un condensateur C_y boosté activement en basse fréquence.

6. Reference

- [1] Vlatkovic, D. Borojevic and F. C. Lee, "Input filter design for power factor correction circuits," IEEE. Trans.on Power Electronics, vol. 11, No. 1, Jan 1996, pp. 199-205.
- [2] M. Ali, E. Laboure, and F. Costa, "Integrated Active Filter for Differential-Mode Noise Suppression," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 3, pp. 1053–1057, Mar. 2014
- [3] T. Farkas and M. F. Schlecht, "Viability of active EMI filters for utility applications," IEEE Trans. Power Electron., vol. 9, no. 3, pp. 328–337, May 1994.
- [4] B. Mohamed Nassurdine, P-E. Lévy, D. Labrousse, J. Schanen, X. Maynard and S. Carcouet, "Design and experimental validation of a Voltage Sensing-Current Cancellation Common Mode Linear Active Filter," 2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe), 2022, pp. P.1-P.11.

Analyse des données spatio-temporelles de l'exposition aux ondes électromagnétiques en environnement extérieur issues de sondes autonomes, mesures in situ et paramètres d'antennes

Space-time data analysis of exposure to electromagnetic fields in outdoor environment from autonomous probes, in situ measurements and antennas parameters

Ourok Jawad¹, Emmanuelle Conil¹, Jean-Benoît Agnani¹, Shanshan Wang², Joe Wiart²

¹ANFR, 78 avenue du général de Gaulle, 94700 Maisons-Alfort, France, ourouk.jawad@anfr.fr, emmanuelle.conil@anfr.fr, jean-benoit.agnani@anfr.fr

²Chaire C2M, LTCI, Télécom Paris, Institut Polytechnique de Paris, 91120 Palaiseau, France, shanshan.wang@telecom-paris.fr, joe.wiart@telecom-paris.fr

Mots clés (en français): Surveillance, exposition aux OEM, analyse en composantes principales.

Mots clés (en anglais): Monitoring, exposure to EMF, principal component analysis.

Résumé

L'étude repose sur une analyse inédite de l'exposition spatio-temporelle reposant sur le déploiement depuis quelques années de sondes autonomes de surveillance de l'exposition large bande dans plusieurs villes françaises. Le croisement de ces données de sondes avec les mesures d'exposition in situ détaillées en fréquence effectuées par l'Agence nationale des fréquences ainsi que la connaissance des antennes à proximité de ces sondes, permettent de tirer des conclusions statistiques sur l'exposition particulièrement sur la dimension temporelle et spatiale. En effet, l'étude montre qu'il existe plusieurs périodicités dans les mesures effectuées par les sondes (phénomène de saisonnalité, jour/nuit, jours de la semaine/weekend). Les données recueillies par les mesures in situ menées par l'ANFR croisées avec les antennes les plus proches du point de mesure révèle qu'une corrélation existe entre les données d'antennes et les résultats de mesure.

Abstract

The study rests on a new space-time analysis of the exposure based on the deployment of E field monitoring autonomous wideband probes in many French cities. Mixing probe's data with frequency selective in situ measurements carried out by ANFR and the knowledge of the nearby antennas, enable to conclude statistically on the exposure of the people. Indeed, the data gathered by probes reveals that different periodicity exist (seasonality, day/night, week days/weekend). The data gathered by in situ measurements carried out by ANFR crossed with closest antennas surrounding measurement position reveals that the correlation exists between the antennas knowledge and measurement results.

1 Introduction

The topic of assessment people's exposure to electromagnetic waves is a continuous subject of discussion which lead to important debate in the society. Many studies worldwide have shown assessment on the downlink human exposure due to cellular base station or on the uplink exposure due to personal equipment such as mobile phones [1, 2]. In France, Agence nationale des fréquences (ANFR) is in charge of the surveillance of public EMF exposure. Thousands in situ measurements are carried out each year [3] and ANFR has finely evaluated the level of exposure due to the deployment of 5G NR technology through measurements and simulations [4]. Moreover, compact electronic integration enables to create new techniques for EMF monitoring. Actually, city councils and ANFR have installed tens of autonomous monitoring probes which carry out broadband measurements of electric field many times per day [5]. This new technique of measurement offers the opportunity to analyze space-time variation of the level of exposure in various radio environment.

This paper makes a dual analysis of time and space variation of different type of measurement. Database of in situ measurement carried out all over the country and database of base station antennas are presented. Monitoring probe database is then exposed. The methodology is based on a complementary approach over time and space variation. Firstly, the variation of E field measured since installation are analyzed and some interesting behavior are detected such as day/night differences, week days/weekend differences or seasonality. Finally, after analyzing the time variation of monitoring probes, the question remains how the radio environment around the probes affects the level of exposure. In situ measurements are carried out by ISO 17025 accredited laboratories following ANFR protocol.

After installation of the monitoring probes, accredited in situ measurements have been carried out under each probe on the ground level including frequency selective measurement system in order to know the contribution of each technology/band. Since thousands of same kinds of measurements have been carried out every year, an analysis of the impact of radio environment on in situ measurements is presented. It shows that even with simple assumptions and assessment, correlation can be made between radio environment and frequency selective measurement. Conclusion shows that the techniques of dual analysis time and space are promising methods to reveal global and local patterns of the exposure linked to the usage of cellular network.

2 Available Data

2.1 ANFR's antennas database and in situ measurement database

ANFR provide open source data regarding exposure of the people in France. There are two type of data available in raw data format or plotted over a map [3]. First type of data are the results of in situ measurement following ANFR protocol [9] which is in line with standard EN IEC 62232:2022 [10]. The results of the measurement are accessible: the broadband E field measurement and the frequency selective E field measurement. ANFR gives its agreement for base station installation and keeps the French national base station database up-to-date. On cartoradio website, it is possible to check the installed base station antennas everywhere in France including details such as technology (2G to 5G), frequency band, mobile operator, azimuthal direction, height of the antenna [3]. Information are provided for different types of network: TV broadcasting, radio broadcasting, point-to-point fixed radio relays and cellphone network. ANFR lists also other parameters describing the type of antennas, radiation pattern, Figure 1 shows an example of a map, here the red square is focus on ANFR's headquarter. Cartoradio provides the locations of the base station and pink indicators show locations where an accredited in situ measurement has been carried out. Details of measurements and base stations are available by clicking on the indicators.

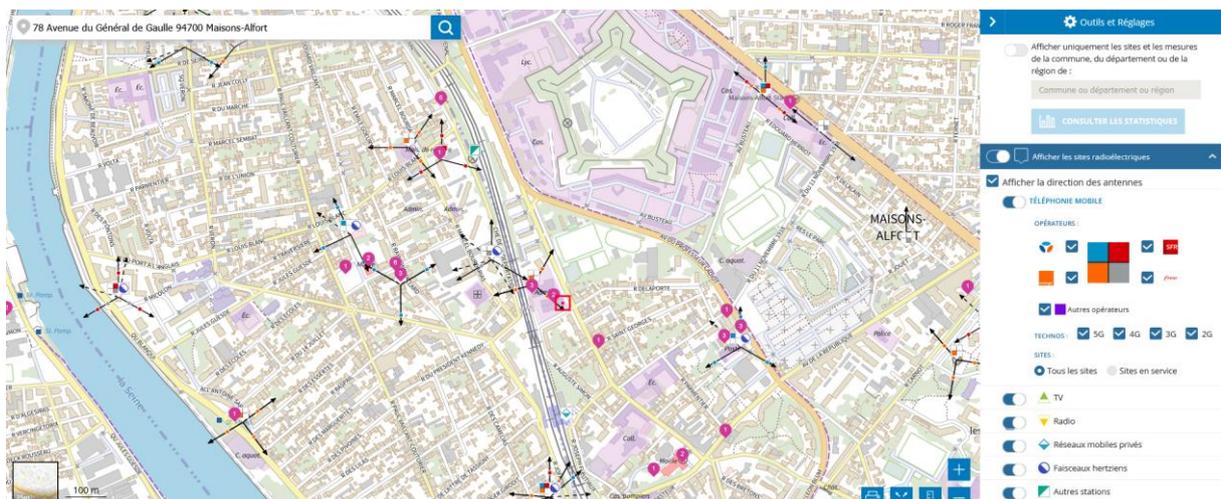


Figure 1: Printscreen of information provided on cartoradio.fr

ANFR analyses, on regular basis, the exposure to EMF due to base station antennas with:

- the yearly report which investigate the evolution of the exposure based on the outdoor and indoor measurement requested by French citizens,
- the report which investigates the evolution of the exposure specifically due to the 5G deployment,
- and the “city hall square” campaign which is carried out every three years in more than 1000 cities (80 % urban areas and sub-urban areas 20%),
- and others specific campaigns (smart meters, subway etc.).

These reports show that in very high majority of cases, greatest contribution to the overall exposure level is due to cellphone network (59% in 2021). In more than 20 % in 2021 of the cases there are nor major contributions because the measured level is low and close to the sensitivity threshold of measurement instrument. In the rest of the cases, the major contributions can come from WLAN, HF bands or Private mobile radio.

2.2 Monitoring probe database

City councils, ANFR and C2M Telecom Paris team have installed 152 autonomous monitoring probes. Monitoring probe were designed by EXEM company and are autonomous broadband probe measuring the three components of electric field between 80 MHz and 6 GHz. There are 152 autonomous probes installed among different cities in France since 2019. In general, probe is attached to outdoor electric pole or other street furniture to a certain height

to avoid accessibility from pedestrians. The probes measure at multiple times of the day and night: every two hours between 1:00 AM and 11:00 PM and each measurement is averaged over 6 minutes. A website provided by EXEM company give access to the results of measurement of the probes [5]. Some of the autonomous probe monitoring data are publicly provided by city councils.

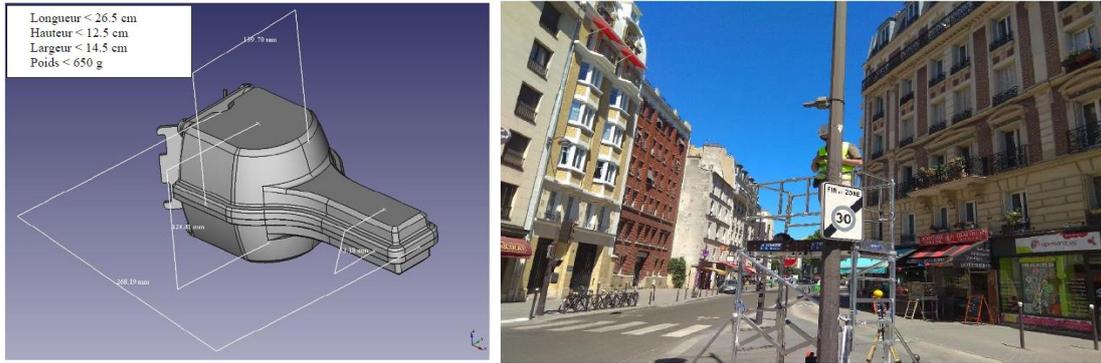


Figure 2: 3D shape of autonomous probe and a picture taken during installation of a probe on a street pole in Paris extracted from EXEM datasheet [12].

The following table 1 presents the number of autonomous probes per city, the name of city or conurbation authority where probes are installed and department code is also provided. Cities and conurbation authorities identify interesting probe position by targeting locations with a high density of base stations or close to children schools or public places with high rate of visitors.

Number of probes	Name of city or conurbation authority	Department name (number)
5	Lille Métropole	Nord (59)
9	Paris	Paris (75)
19	Massy	Essonne (91)
4	Grand Paris Sud	Essonne (91) and Seine-et-Marne (77)
7	Orléans Métropole	Loiret (45)
8	Eurométropole de Strasbourg	Bas-Rhin (67)
3	Mulhouse	Haut-Rhin (68)
10	Rennes	Ille-et-Vilaine (35)
50	Nantes Métropole	Loire-Atlantique (44)
33	Bordeaux Métropole	Gironde (31)
3	Marseille	Bouches-du-Rhône (13)

Table 1: Number of probes per city or conurbation authority

3 Methodology

3.1 Classical statistical analysis

The large amount of data enables to make classical statistical observations. Since measurements are done several times per day and per night starting from installation of the probe, it is possible to see if there is any common temporal behavior. Comparison can be carried out between week days and week-end days, or between weeks or between months by calculating the averaged value over time. Since electric E field is measured by the probe in volt per meter, the root mean square is used to assess the mean of the E field.

3.2 Principal component analysis (PCA)

PCA is a popular method of analyzing high-dimensional data [7]. It is an unsupervised statistical method which allows large datasets of correlated variables to be summarized into smaller numbers of uncorrelated principal components that explain most of the variability in the original dataset. Let suppose that the dataset X is a N -by- P matrix, with N observations which are the rows of X matrix and P variables which are the column of X matrix. There are mainly four steps involved in PCA:

1. Standardization of dataset X to characterize deviations between the observations

$$z_j^i = \frac{x_j^i - \bar{x}_j}{N} \quad (1)$$

With $j=1, \dots, P$; $i=1, \dots, N$ and z_j^i are the elements of standardized dataset called matrix Z .

2. Computation of covariance matrix

$$S = Z^T Z = \begin{pmatrix} \sigma_{z_1}^2 & \sigma_{z_1 z_2} & \dots & \sigma_{z_1 z_P} \\ \sigma_{z_2 z_1} & \ddots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sigma_{z_P z_1} & \dots & \dots & \sigma_{z_P}^2 \end{pmatrix} \quad (2)$$

With $\sigma_{z_1}^2$ variance of variable z_1 , $\sigma_{z_1 z_2}$ covariance of variables z_1 with z_2 .

3. Computation of eigenvalues and eigenvectors of the covariance matrix to identify the principal components. Our principal components that maximizes the variance of all projected points onto a 2D space, is the eigenvector of the covariance matrix associated with the largest eigenvalue. There are several techniques to compute eigenvalues and eigenvectors, one of the most use within PCA and in this study is the Singular Value Decomposition.
4. Extraction of scores and loadings: the PCA is then based on a decomposition of the data matrix into to two matrices V and U . The matrix V is k -by- P (with k is the number of principal components) matrix and is usually called the loadings matrix. The loadings can be understood as the weights for each original variable in the principal components space. The matrix U is called the scores matrix. It contains the original observations in a rotated coordinate system.

PCA is well known method to reduce the dimensions of a dataset, in our case, it can be helpful to find main components that characterize the time variability between the autonomous probe measurements. PCA would help to detect if the shapes of the monitoring probe level recorded have similarities or differences.

3.3 Correlation of in situ measurement with close radio environment

ANFR and its partners carry out thousands in situ measurements every year. Any French habitant can ask for a measurement at his accommodation or in any public space. The measurement protocol is defined by ANFR and is divided into two part [9]. The first part called 'case A' consist in a broadband E field measurement at three different heights (1.10 m, 1.50 m, 1.70 m), the level of exposure expressed in V/m is the root mean square (RMS) of the E field measured at the three levels during six minutes. The position of the probe is mainly based on a hot spot search, the technician does few measurements to evaluate where can be the position where the exposure is maximum. The knowledge of the transmitters in close proximity to the facilities help to better choose this position. The second part called 'case B' consist in a frequency selective E field measurement at the same position of case A. The results of the measurement give an overview of the contributions of the different technologies using any bands between 100 kHz and 6 GHz.

In parallel to the time analysis of the monitoring probe results, it would be interesting to check if a space analysis can be done based on the correlation of the knowledge of the base stations around a position of in situ measurement carried out by ANFR. As a starting point, a simple study can be done.

For each measurement, an extraction of the base stations close to the point of measurement is done thanks to ANFR database. An assessment of the level of exposure is done using simple following expression of the electric field:

$$E_{assessed} = \frac{\sqrt{30 * EIRP}}{d} \quad (3)$$

With d the distance between the base station and the position of measurement. The accuracy of base stations positions is 30 m. Therefore, the field level assessed from the location of the base stations can be gathered per cellphone bands used in France (700 MHz, 800 MHz, 900 MHz, 1800 MHz, 2100 MHz, 2600 MHz, 3500 MHz). The field assessed per band can then be compared to the field level measured during case B measurement.

4 Data analysis

4.1 Autonomous probe variability analysis

Figure 2 displays the Cumulative Distribution Function (CDF) of 152 monitoring probes. This figure shows the extend of measured values by monitoring probes. It shows that for a large amount of monitoring probes, the measured values are below 1 V/m. These plots show also that the number of measurements is very high and advanced techniques need to be used in order to tackle the variability between probes.

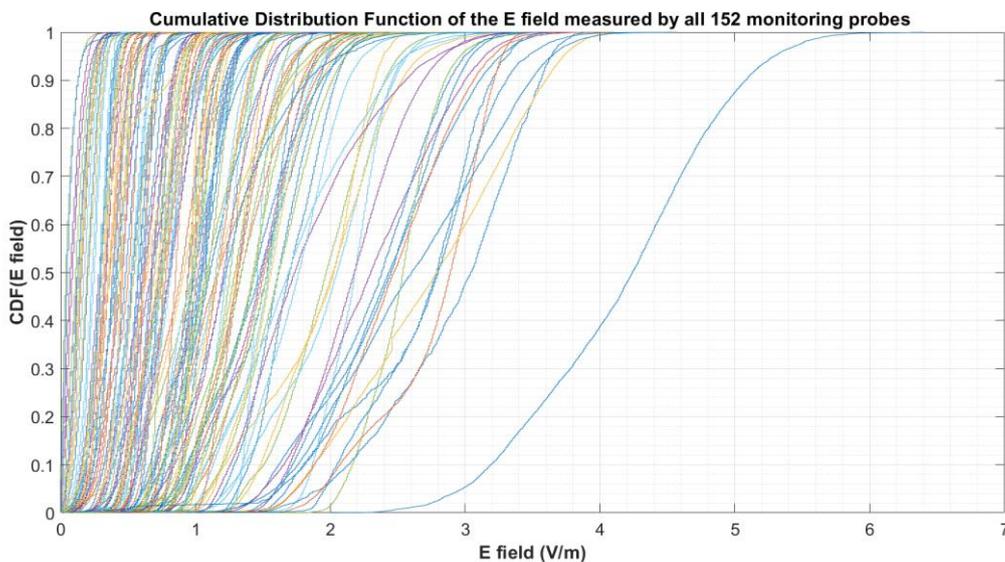


Figure 2: Cumulative Distribution Functions of E field measured by all probes

Raw data of measured E field by probe are too difficult to analyze, then, a selection of few probes is necessary. As a starting point, the RMS of E field of each probe has been calculated, and we selected three probes with the highest rms value and three probes with the lowest rms value.

Figure 3 shows the RMS value of the E field per month from installation of the probe until January 2023, except for probe Martignas-sur-Jalle which measurement has stopped in June 2022 for maintenance. A first look at figure 3 shows that, as expected, three highest probes are in a different scale of variation than three lowest probes. It displays also the evolution of the level exposure, based on the shape of probe Le Haillan and Nantes_01, we can conclude that the increase of the level exposure is very slow. This interpretation agrees with the observations made by ANFR during the past years. The plots of figure 3 reveals that a slight decrease of the level of exposure can be perceived on some probes during summer vacation time (July and August). It would be interesting to see if this phenomenon can be generalized to all probes.

A deeper analysis can be made, based on a different time scale analysis. Indeed, since measurement are made day and night, a remaining question is how is the level of exposure evolving between day and night. Figure 4 presents histogram of the 6 probes selected with an empirical timing separation: day is between 8 AM and 11 PM and night is between 11 PM and 8 AM. This plot shows that for three lowest probes, there are no difference between day and night, but for three highest probes the differences are remarkable. It reveals that the level of exposure is lower during night time, it is due to people's usage of cellular network.

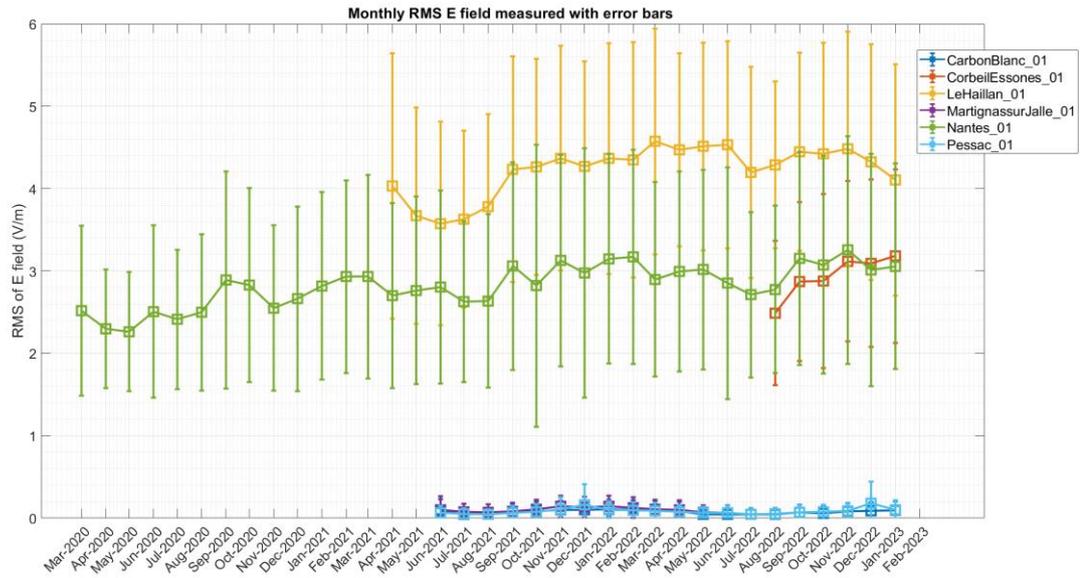


Figure 3: RMS of E field monthly calculated with error bars equal to ± 2 * standard-deviation for selected probes

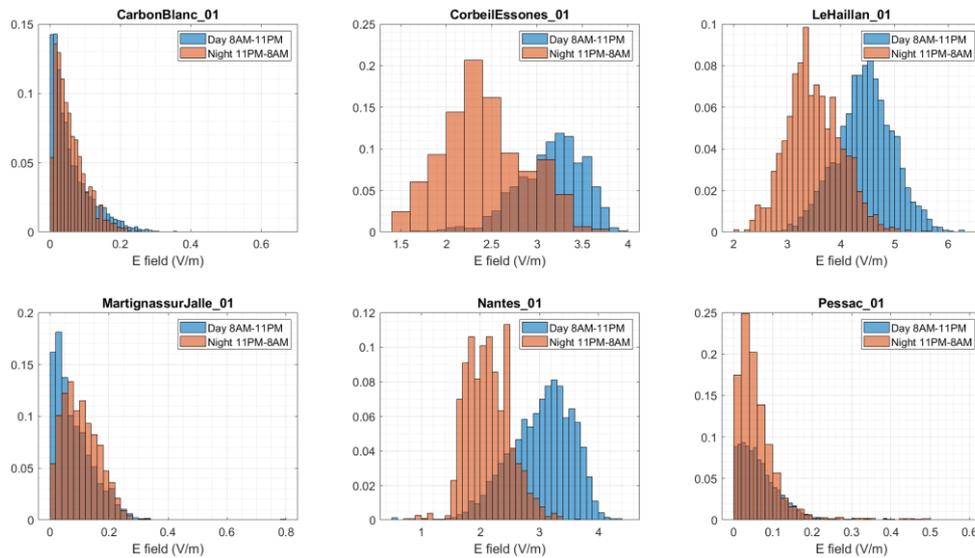


Figure 4: Day and Night histogram of selected probe (Day 8AM-11PM and Night 11PM-8AM)

The quantity of measurement and the coverage of many different cities (urban and sub-urban) enable to carry another type of analysis. Figure 5 displays the variation coefficient, also called relative standard deviation by extracting only the measurements done during working days and hours (Monday to Friday from 8 AM to 5 PM). Figure 5 shows that the variation coefficient is less than 30% for 86 % of the probes. For the 21 probes with variation coefficient which are higher than 30 %, most of the probes measure very low level of exposure or had some great variation due to repairs. It confirms the identified uncertainty of 30% due to daily variation communicated while doing measurement by ANFR at people accommodation.

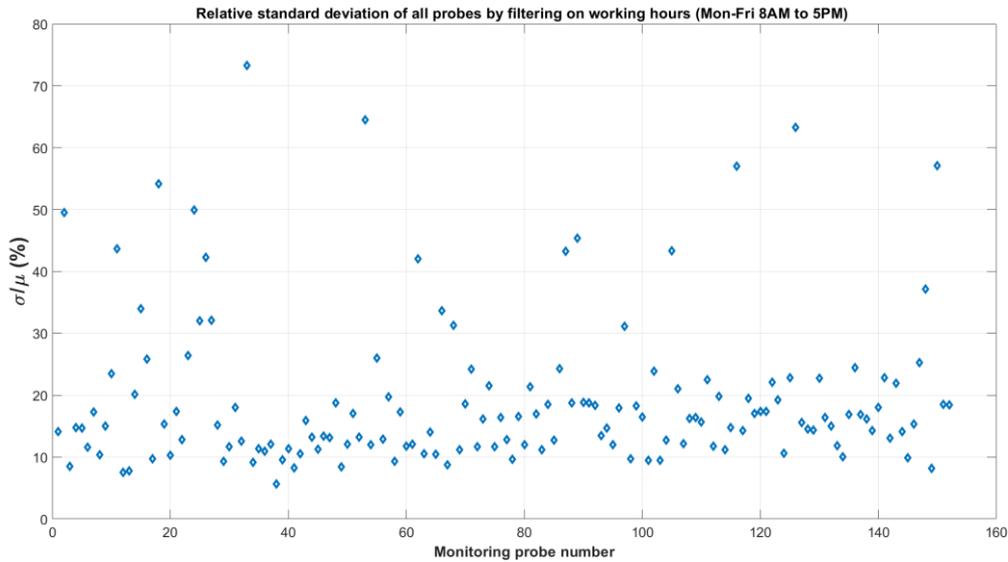


Figure 5: Relative standard deviation of all probes by filtering on the working hours (Monday to Friday from 8 AM to 5 PM)

4.2 PCA's results

Principal Component Analysis has been made on two set of measurement, the first set is the monthly averaged squared E field over the year 2022, the second set of measurement is the daily averaged squared E field over the month of December 2022. As explained in 3.1, the dataset needs to be standardized so it is preferable in our case to use the squared E field. First set of measurement will enable to make interpretation on the variation during a year. Second set of measurement will enable to make interpretation on the variation during a typical week of December 2022. The first set of measurement is composed by 110 probes and the second set is composed by 140 probes.

Figure 6 shows the monthly averaged squared E field represented in the two main principal components coordinates. The probes are represented with different markers for different French department. The first principal component is the direction of the data along which the observations vary the most (98%). The second principal component is the direction of the data along which the observations show the next highest amount of variation (0.6%). The probes separate into mainly two groups, the probes getting low values on 1st component and are all concentrated along the first component and the probes getting higher values on 1st component which are more spread out in the domain formed by the two components. In order to know what are the dissimilarities characterized by the 1st and 2nd component, the probes that bound the domain defined by principal components are selected.

The first component separates probe Le Haillan and probe Carbon blanc, the first component shows the differences between the magnitude of the E field. Figure 7 represents monthly averaged squared E field minus yearly averaged squared E field for extremum probes selected based on PCA. The subtraction has been made in order to facilitate the analysis. The comparison of north extremum (probe Marseille 03) with south extremum (probe Rennes 04) shows that the 2nd component of PCA characterizes the periodicity of level of exposure. Indeed, Marseille 03 has higher level of exposure in summer than in winter and Rennes 04 shape is opposite to Marseille 03. In conclusion, the two components separate high and low level of exposure and also separate probes which has higher levels in summer compared to winter. Figure 8 is the correlation circle for the original variable first dataset represented in the domain of two components found by PCA. The correlation circle confirms the previous interpretation, probes with high values on 2nd component are the ones with highest levels on summer compared to winter and probes with low values on 2nd component are the ones with lowest levels on winter compared to summer.

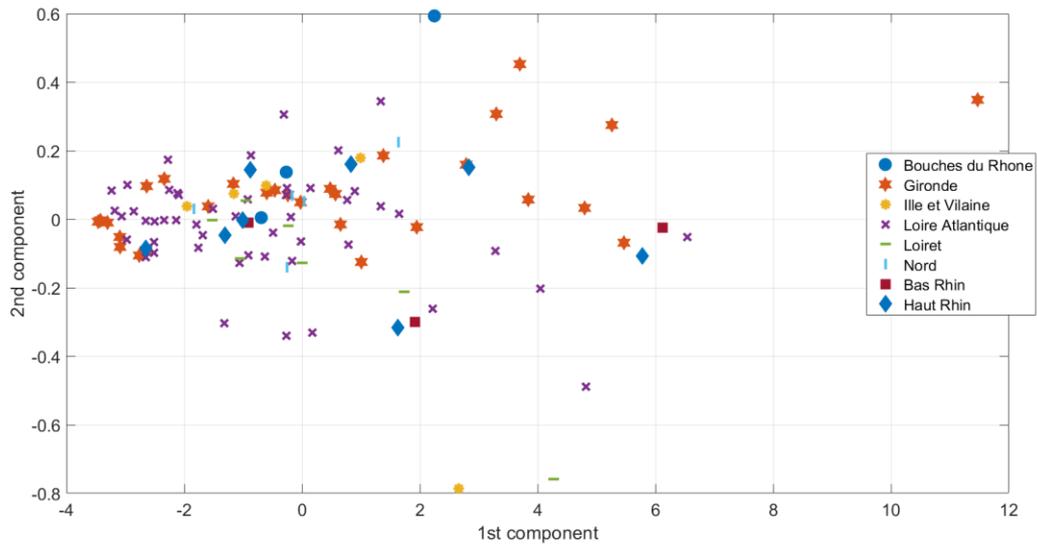


Figure 6: Monthly averaged squared E field (V/m)² over a year projected on two main principal components

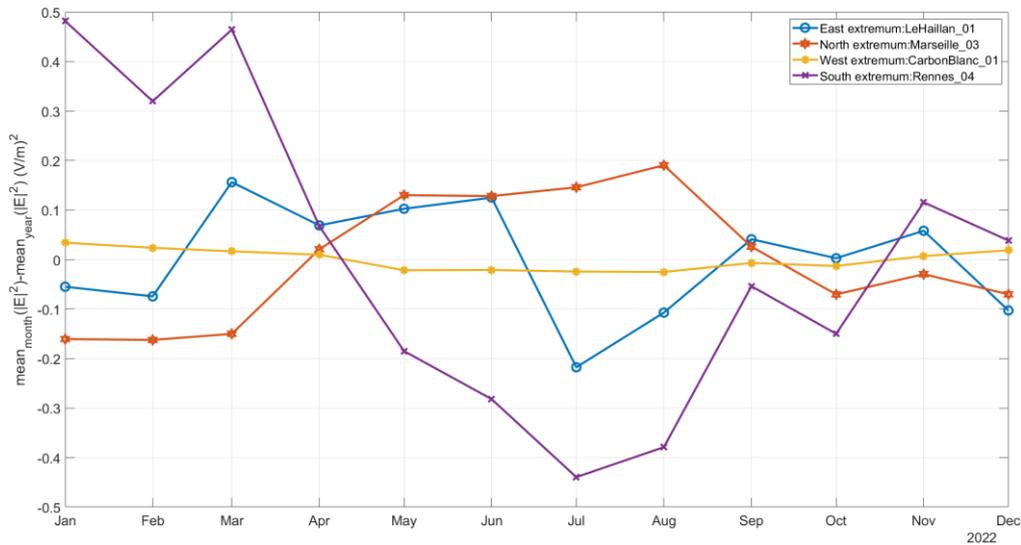


Figure 7: Monthly averaged squared E field minus yearly averaged squared E field for extremum probes (V/m)² selected based on PCA

Figure 9 shows the weekly averaged squared E field over the month of December 2022 projected on two main principal components. The first component separates again probe Le Haillan and probe Carbon blanc, the first component shows the differences between probe regarding the magnitude of the level of exposure. The second component separates the two extremum probes Corbeil-Essonnes and Paris2Connect 03. Figure 10 enables to show that the 2nd principal component separates probes where highest level of exposure are measured during the weekend to probes where highest level of exposure are measured from Monday to Friday. Figure 11 confirms this interpretation; correlation circle presents the original variables projected into the two principal components. It shows that the probes with high values on the second component are the ones which have measured higher level of exposure during the weekend.

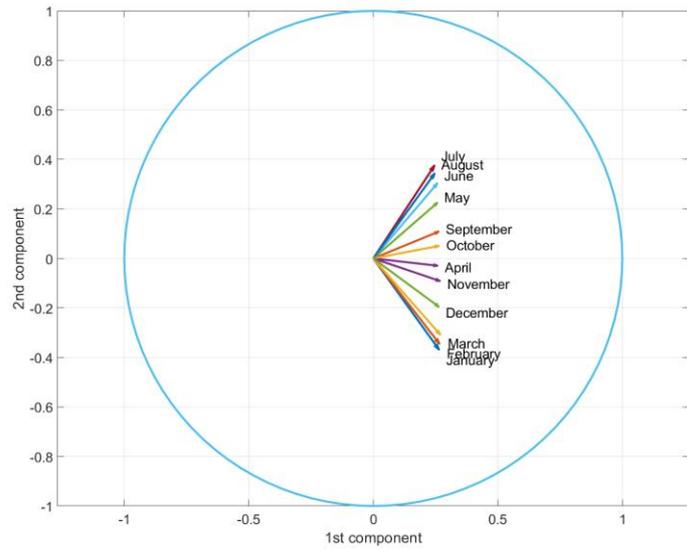


Figure 8: Correlation circle of the monthly averaged squared E field

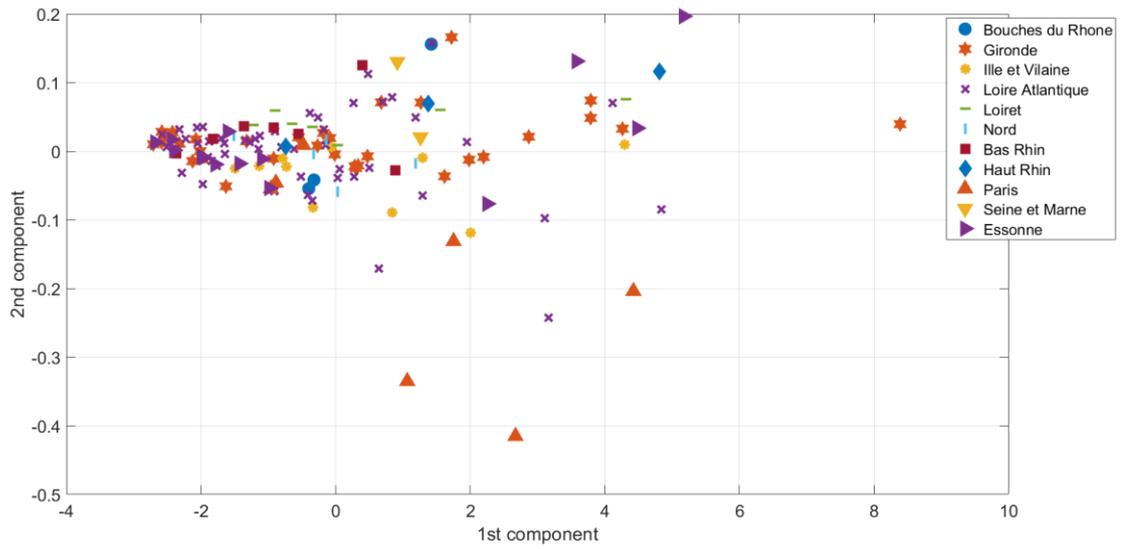


Figure 9: Daily averaged squared E field (V/m)² over the month of December 2022 projected on two main principal components

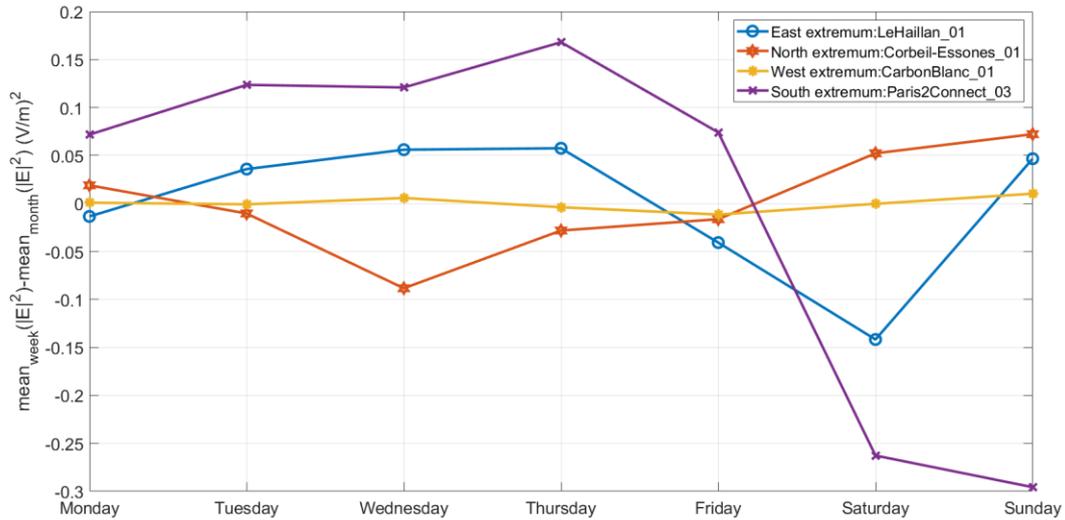


Figure 10: Weekly averaged squared E field minus monthly averaged squared E field for extremum probes (V/m)² selected based on PCA

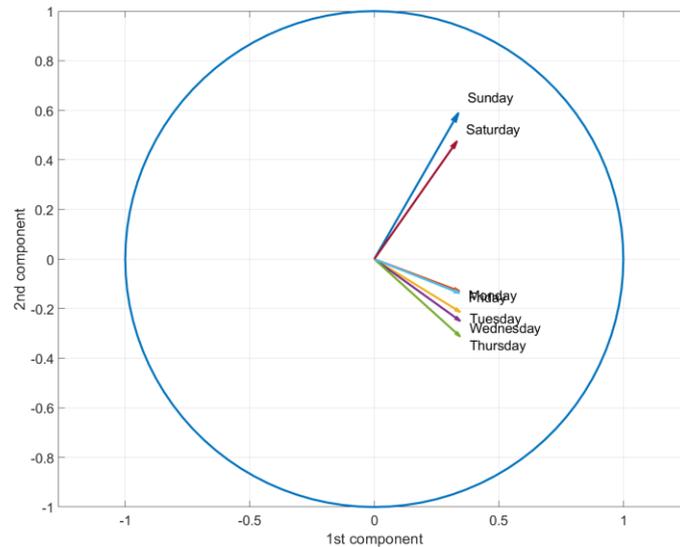


Figure 11: Correlation circle of the weekly averaged E field

The time domain analysis of monitoring probes showed the variation in amplitude of level of exposure, in terms of deviation between day and night. We also highlighted the different behavior that exists between probes which present different upper season (summer or winter) in terms of exposure. The same approach on the days of the week analysis revealed that different behavior exists between week days and weekend.

4.3 Relationship between in situ Measurement and close radio environment

In parallel to the time domain analysis, a space domain analysis has been made. The dataset used in this analysis is composed by in situ measurement carried out in 13 departments where probes were installed. As a starting point, we used two main filters to facilitate the analysis:

- Selection of measurements with broadband E field measurement (case A) higher than 1 V/m,
- Selection of measurement which major part come from cellular network (based on case B).

The choice of the threshold of 1 V/m come from the fact that we want to know if the absolute deviation ΔE_i is within +/-1 V/m. The absolute deviation is defined by

$$\Delta E_i = E_i^{measured} - E_i^{assessed} \quad (4)$$

With $i=700$ MHz, 800 MHz, 900 MHz, 1800 MHz, 2100 MHz, 2600 MHz or 3500 MHz.

These filters lead to an amount of 2078 measurements done in the 13 French departments. This dataset of hundred measurement has been carried out near monitoring probes. For every measurement point we extracted the antennas inside a circle with 500 m radius around measurement position. The ANFR database provides also the azimuthal direction each antenna. For every measurement, we excluded the antennas that are not pointing their beam towards measurement position. Prior to do the assessment for all bands and at all the measurements positions, we used reduction factor of the EIRP. Indeed, in the national guidelines written by ANFR to present the exposure simulation to base stations, a reduction factor of 4 dB is used for antennas with fixed beam and a reduction factor of 14.75 dB is used for beamforming antennas [11]. In our case, we tuned the reduction factors empirically in order to get the absolute deviation closest to zero. The reduction factors used in our studies are 15 dB for all bands except 3500 MHz and 30 dB for 3500 MHz. Figure 12 presents the histogram of absolute deviation between assessed and measured E field for each field, and same distributions have been plotted in box chart appearance. This figure enables to check that distributions are close to zero deviation and have different standard deviation. Table 2 shows the statistical parameters of the absolute deviation for each frequency band. Logically, the results show that a correlation exists between neighboring base stations and level of exposure per band. Table 2 shows that for all bands, for more than 83% of measurement, the simple assessment of E field is within +/- 1 V/m to the measurement of the E field.

	ΔE RMS	ΔE Standard Deviation	ΔE Median	Percentage of $\Delta E \in [-1 \text{ V/m}, +1 \text{ V/m}]$
700 MHz Band	0.61	0.60	-0.01	91%
800 MHz Band	0.85	0.77	-0.28	86%
900 MHz Band	0.81	0.73	-0.25	87%
1800 MHz Band	0.80	0.80	0	83%
2100 MHz Band	0.77	0.74	0.16	87%
2600 MHz Band	0.69	0.69	0.03	89%
3500 MHz Band	0.34	0.33	0	98%

Table 2: Statistical parameters of ΔE per bands

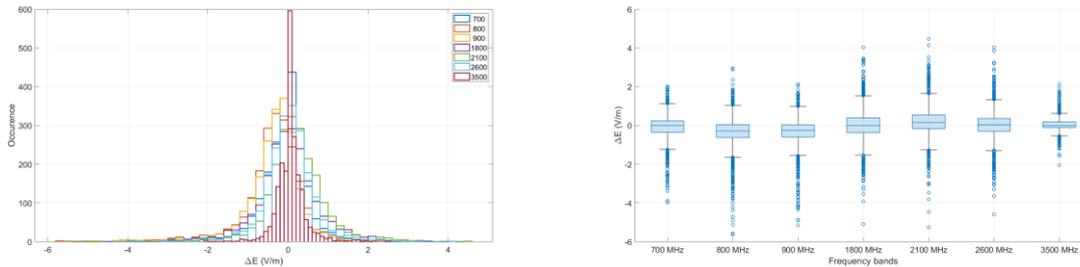


Figure 12: Histogram of ΔE (V/m) per bands and Boxchart of ΔE (V/m) per bands

5 Conclusion and perspectives

This study shares a totally new approach of monitoring of the exposure to electromagnetic field due to radio base stations. It shows that 152 monitoring probes installed by ANFR, Chaire C2M of Télécom Paris, city councils or conurbation authorities enable to explore the time domain aspect of exposure. The analysis has shown that the 152 monitoring probes have very different magnitude of level of exposure. It has been presented that for probes measuring remarkable levels, there is a difference of level of exposure between day and night. The phenomenon was expected but presented for the first time for France. During the analysis we discover that some probes measure a lower level of exposure in summer time. This interpretation has been confirmed with principal component analysis where it has been shown that the second component of PCA characterizes the difference between probes with higher level of exposure during summer or winter. PCA applied on the average week data of December 2022 enables also to conclude on the fact that the second component of PCA shows the difference between probes having higher level of exposure during working days or during the weekend.

Regarding the space domain analysis, the study showed that it is statistically right to consider that closest base stations are responsible for the level of exposure. It has been shown that it is even possible to assess very simply the E field and that for the great majority of the cases the absolute deviation is included into +/- 1 V/m.

In future works, it will be interesting to improve the Principal Component Analysis by focusing on probe measuring more remarkable levels to check if principal components can reveal another phenomenon. It will be also interesting to explore other time scale by increasing the number of variables. Regarding space domain analysis, it will be interesting to use other information provided in ANFR database (indoor/outdoor, generalization all over the country).

6 Acknowledgement

Cross analysis and conclusion will be shared by ANFR and Chaire C2M with other European laboratories within SEAWave project funded by the Horizon Europe Research and Innovation program [8]. Further investigation, will be done within SEAWave project. We deeply thank the students of ISEP school who have participated to the ANFR's Hackathon (FrHack! November 19th and 20th) and provide many good ideas regarding postprocessing techniques of monitoring signals. We greatly acknowledge EXEM company (ANFR's subcontractor) for in situ measurements, monitoring probes installation and to share all the probes results with ANFR.

Bibliography

- [1] WHO, The International EMF project, <https://www.who.int/initiatives/the-international-emf-project/>
- [2] ICNIRP. Guidelines for limiting exposure to electromagnetic fields (100 kHz to 300 GHz). Health Phys 118(00):000–000; 2020
- [3] Cartoradio by ANFR, La carte des sites et des mesures radioélectriques, <https://www.cartoradio.fr/>
- [4] ANFR, Multiple reports on exposure to 5G technology, <https://www.anfr.fr/maitriser/les-installations-radioelectriques/etudes-sur-les-installations-radioelectriques/5g>
- [5] Observatoire des ondes <https://www.observatoiredesondes.com/fr/>
- [6] Pinel et al, JS URSI France 2020 “EMF observatory, an answer to the societal debate”
- [7] I. T. Jolliffe, Principal Component Analysis, Springer, 2002, <https://doi.org/10.1007/b98835>
- [8] SEAWave Project, 5G and beyond, <https://seawave-project.eu/>
- [9] ANFR, Protocole de mesure V4.1, https://www.anfr.fr/fileadmin/mediatheque/documents/expace/2017-08-28_Protocole_de_mesure_V4.pdf
- [10] EN IEC 62232, “Determination of RF field strength, power density and SAR in the vicinity of radiocommunication base stations for the purpose of evaluating human exposure”, 2022
- [11] Lignes directrices nationales sur la presentation des résultats de simulation de l'exposition aux ondes émises par les installations radioélectriques V2, <https://www.anfr.fr/fileadmin/medias/exposition-ondes/20191001-Lignes-directrices-nationales.pdf>
- [12] Exem company, <https://www.exem.fr/>

24-Hour Temporal Variation of Indoor RF-EMF Downlink Exposure for Cellular Bands

Biruk Ashenafi MULUGETA¹, Shanshan WANG¹, Wassim BEN CHIKHA¹, Jiang LIU¹, Christophe ROBLIN¹, Joe WIART¹

¹ *Chaire C2M, LTCl, Telecom Paris, Institut Polytechnique de Paris, [biruk.mulugeta](mailto:biruk.mulugeta@telecom-paris.fr), [shanshan.wang](mailto:shanshan.wang@telecom-paris.fr), [wassim.benchikha](mailto:wassim.benchikha@telecom-paris.fr), [jiang.liu](mailto:jiang.liu@telecom-paris.fr), [christophe.roblin](mailto:christophe.roblin@telecom-paris.fr), [joe.wiart](mailto:joe.wiart@telecom-paris.fr)*

Keywords: Downlink, Indoor, RF-EMF, Exposure, Temporal Variation

Abstract/Résumé

Wireless communication has been a part of human life and it is continuously evolving. Over the past decade, there has been a growth in cellular network traffic due to a significant increase in the usage of wireless communication devices. With the usage of these devices, the assessment of human exposure to radio-frequency electromagnetic field (RF-EMF) has now become very important due to public risk perception. The human exposure to RF-EMF at a given location exhibits variation in the time domain due to the dynamic nature of radio channels and traffic. With much spectrum having been re-farmed to new generation of technologies, it is necessary to investigate the time variability of each cellular band. This paper investigates the average 24-hour time variability of each cellular band by collecting one-week of measurement data using frequency selective measurement system at a stationary position in an indoor environment, which is located within a few hundred meters vicinity of two base station sites with several cellular antennas (2G, 3G, 4G and 5G) from four operators. We analyze the trend in the average 24-hour time variation of RF-EMF downlink (DL) exposure averaged per minute and per hour for each cellular band where the variation pattern depends on the cellular technologies being utilized. As a conclusion, the RF-EMF downlink (DL) exposure is higher during daytime than at night due to the increased cellular usage. Moreover, the 700 MHz, 2600 MHz and 1800 MHz bands dominate the variation pattern of the total RF-EMF DL exposure as they have higher contribution to the total RF-EMF DL exposure.

1 Introduction

Since the initial arrival in the late 1970s, cellular networks and technologies have evolved considerably with no signs of slowing down to meet ever-increasing demands and rising specification requirements [1]. This rapid evolution of radio technologies is always accompanied with public risk perception of radio frequency electromagnetic field (RF-EMF).

When a new generation (i.e., 4G/5G) network is introduced, the mobile traffic will gradually migrate from the older generation (i.e., 2G/3G) networks to the new one [2]. This opens up an opportunity to use the older generation spectrum for the new one using an innovative technique called spectrum refarming that supports different generations of cellular networks to operate in the same radio spectrum [3]. Some studies have investigated the short-term time variability of RF-EMF exposure [4-8]. These studies did not consider spectrum refarming as their studies were based on the technology (e.g., GSM in [7], GSM and UMTS in [4-6], GSM, UMTS and LTE in [8]).

In this study, we investigate the average 24-hour time variability trend and contribution percentage of each cellular band to the total indoor RF-EMF DL exposure. One-week measurements were conducted at a stationary position in a building. The building is located within a few hundred meters vicinity of two base station sites with several cellular antennas (2G, 3G, 4G and 5G) from four operators. First, we compute the average 24-hour temporal variation of E-field averaged per minute and per hour for each cellular band to compare the time variability trend of each band with the total RF-EMF DL exposure. Next, we compute the contribution percentage of each band to the total RF-EMF DL exposure. Afterwards, we analyze the variability of all bands and the total RF-EMF DL exposure. Finally, we analyze the results in order to consider spectrum refarming.

The remainder of this paper is organized as follows; we present the measurement equipment and the measurement description in Section 2. In Section 3, we analyze the results. Finally, we conclude with Section 4.

2 Measurement description

The frequency selective measurement system used in this study consists of a Tektronix RSA306B real-time spectrum analyzer, switch, Arduino-based hardware, tri-axis E-field probe and a PC that runs Tektronix SignalVu-

PCTM RF signal analysis software and a graphical user interface (GUI) to control the measurement parameters as shown in Figure 1. A Tri-axis E-field probe, commercialized by Microwave Vision Group (MVG) as TAS-1208-01, is connected to the ‘one-port’ spectrum analyzer through a switch, which is controlled by Arduino-based hardware. The electric field (E-field) is the root-mean square of the measurement on each axis. Our frequency selective measurement system allows measurement from 9 kHz to 6.2 GHz.



Figure 1: Frequency selective measurement system installed at a stationary position

We continuously measured the electric field strength at a stationary position in the indoor environment for one week with a probe fixed at the height of 1.5 m to assess the E-field level and then analyze the average 24-hour time variation of RF-EMF DL exposure for each frequency band.

3 Result and discussion

The base stations, which are located near the building, support several cellular antennas (2G, 3G, 4G and 5G) of four operators. Of the new generation networks, 5G operates on multiple bands (700 MHz, 2100 MHz and 3500 MHz) and LTE operates on all bands except 900 MHz and 3500 MHz bands [9]. Whereas, 2G and 3G operate on 900 MHz band. The electric field of each band ($E_i(t)$) is measured on each axis ($E_{x_i}(t)$, $E_{y_i}(t)$ and $E_{z_i}(t)$) and the total electric field is computed using Equation (1).

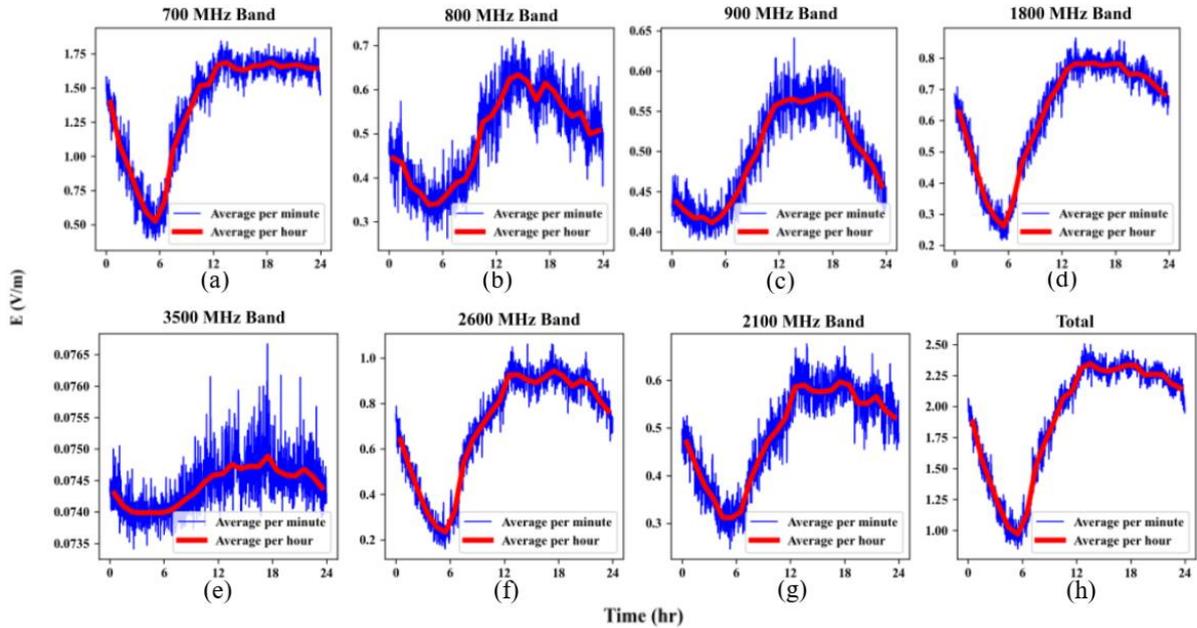


Figure 2: Time variation of E-Field for cellular bands in 24 hours

$$Total(t) = \sqrt{\sum_{i \in f} E_i^2(t)} \quad (1)$$

where $f = \{700 \text{ MHz}, 800 \text{ MHz}, 900 \text{ MHz}, 1800 \text{ MHz}, 2100 \text{ MHz}, 2600 \text{ MHz}, 3500 \text{ MHz}\}$ and

$$E_i(t) = \sqrt{Ex_i^2(t) + Ey_i^2(t) + Ez_i^2(t)}$$

Figure 2 shows the average 24-hour temporal variation of E-field averaged per minute and per hour for each cellular band. The trends of all bands' exposure levels look similar, which decrease at night and then increase during the daytime due to the significant increase of cellular usage. The trend of the temporal variation depends on the cellular technologies that are utilized on each frequency band as each mobile communication technology has its own technique to adapt and exploit the radio channel and traffic variations. Among all the technologies, LTE bands provide significant contributions to the total RF-EMF DL exposure, e.g., 700 MHz, 2600 MHz and 1800 MHz bands. They dominate the trend of the total RF-EMF DL exposure.

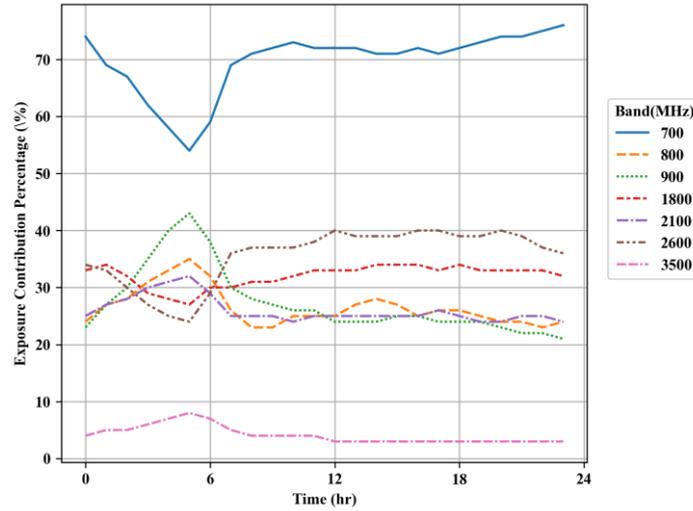


Figure 3: Time variation of contribution percentage of each band in 24 hours

Figure 3 shows that the contribution percentage of each band to the total RF-EMF DL exposure is almost constant from 7 am to midnight. We identified that the 700 MHz band has the highest the contribution percentage to the total exposure in 24 hours and most of the exposure comes from 4G network.

Table 1: The mean (μ), standard deviation (σ) and the coefficient of variation (σ/μ) of each band during different hours of a day where the unit of both μ and σ is V/m

Band	Morning		Afternoon		Evening		Night	
	$\mu(\sigma)$	σ/μ	$\mu(\sigma)$	σ/μ	$\mu(\sigma)$	σ/μ	$\mu(\sigma)$	σ/μ
700 MHz	0.97(0.23)	0.24	1.59(0.1)	0.06	1.67(0.01)	0.01	1.07(0.42)	0.39
800 MHz	0.38(0.01)	0.03	0.57(0.06)	0.11	0.56(0.02)	0.04	0.41(0.06)	0.15
900 MHz	0.45(0.02)	0.04	0.55(0.02)	0.04	0.53(0.03)	0.06	0.43(0.02)	0.05
1800 MHz	0.44(0.08)	0.18	0.74(0.07)	0.09	0.75(0.02)	0.03	0.49(0.17)	0.35
2100 MHz	0.38(0.04)	0.11	0.56(0.04)	0.07	0.56(0.02)	0.04	0.41(0.08)	0.20
2600 MHz	0.50(0.13)	0.26	0.86(0.08)	0.09	0.89(0.02)	0.02	0.50(0.21)	0.42
3500 MHz	0.07(0.0002)	0.003	0.07(8×10^{-5})	0.001	0.07(5×10^{-5})	0.0006	0.07(0.0002)	0.003
Total	1.45(0.24)	0.17	2.22(0.15)	0.07	2.28(0.03)	0.01	1.54(0.45)	0.29

In Table 1, we provide the coefficient of variation (CV), which is the ratio of the standard deviation to the mean, to show the level of dispersion around the mean. The higher the CV, the greater the level of dispersion around the mean. The 3500 MHz band is almost constant throughout a day as insignificant traffic is present on this band. In the morning and at night, we have higher variability on other bands, except 900 MHz, due to low cellular usage in these periods of the day. The variability of all bands in the afternoon and in the evening is lower with relatively higher mean values as there are higher cellular usages during these periods of the day.

4 Conclusion

This paper analyzes the average 24-hour time variability of RF-EMF DL exposure inside a building with nearby cellular antennas located at few hundred meters away. One-week measurement has been conducted at a stationary position inside the building with the probe fixed at the height of 1.5 m to assess the average 24-hour time variation of DL exposure for each cellular band in order to consider spectrum refarming.

The RF-EMF DL exposure is higher during daytime than at night due to the increased cellular usage. Most of the exposure comes from the 4G network and 700 MHz band has the highest contribution to the total RF-EMF DL exposure. The variability of all bands in the afternoon and in the evening is lower with relatively higher mean values as there are higher cellular usages during these periods of the day.

As RF-EMF exposure exhibits variation in time domain due to the dynamic nature of radio channel and traffic, it is important to have a reference measurement during spatial measurements in order to take the scope of such variations of each band into account and normalize the spatial measurements.

References

- [1] N. Bhandari, S. Devra, and K. Singh, "Evolution of cellular network: from 1g to 5g," *International journal of engineering and techniques*, vol. 3, no. 5, pp. 98–105, 2017.
- [2] "Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2013–2018," White Paper, Cisco, San Jose, CA, USA, 2014.
- [3] S. Han, Y.C. Liang, and B.H. Soong, "Spectrum Refarming: A New Paradigm of Spectrum Sharing for Cellular Networks," *IEEE transactions on communications*, vol. 63, no. 5, pp. 1895–1906, 2015.
- [4] W. Joseph, L. Verloock, E. Tanghe, and L. Martens, "In-situ measurement procedures for temporal rf electromagnetic field exposure of the general public," *Health physics*, vol. 96, no. 5, pp. 529–542, 2009.
- [5] Z. Mahfouz, A. Gati, D. Lautru, M.-F. Wong, J. Wiart, and V. F. Hanna, "Influence of traffic variations on exposure to wireless signals in realistic environments," *Bioelectromagnetics*, vol. 33, no. 4, pp. 288–297, 2012.
- [6] Z. Mahfouz, L. Verloock, W. Joseph, E. Tanghe, A. Gati, J. Wiart, D. Lautru, V. F. Hanna, and L. Martens, "Comparison of temporal realistic telecommunication base station exposure with worst-case estimation in two countries," *Radiation protection dosimetry*, vol. 157, no. 3, pp. 331–338, 2013.
- [7] G. Vermeeren, I. Markakis, F. Goeminne, T. Samaras, L. Martens, and W. Joseph, "Spatial and temporal rf electromagnetic field exposure of children and adults in indoor micro environments in belgium and greece," *Progress in biophysics and molecular biology*, vol. 113, no. 2, pp. 254–263, 2013.
- [8] L. Verloock, W. Joseph, F. Goeminne, L. Martens, M. Verlaek, and K. Constandt, "Temporal 24-hour assessment of radio frequency exposure in schools and homes," *Measurement*, vol. 56, pp. 50–57, 2014.
- [9] ANFR, "The map of radio sites and wave measurements." <https://www.cartoradio.fr/>.

Measurement of the Radiation Pattern of a Horn Antenna in a Vibrating Intrinsic Reverberation Chamber

Youssef Rammal¹, Guillaume Andrieu¹, Nicolas Ticaud², Nicolas Roger³, Alexandre Laisné⁴, and Philippe Pouliguen⁵

¹Xlim laboratory, University of Limoges, *youssef.rammal and guillaume.andrieu@xlim.fr*

²Cisteme, Limoges, *ticaud@cisteme.net*

³Jacques Dubois, Barentin, *n.roger@jacquesdubois.com*

⁴DGA Techniques Aéronautiques, Toulouse, *alexandre.laisne@intra.def.gouv.fr*

⁵DGA / AID, Paris, *philippe.pouliguen@intra.def.gouv.fr*

Keywords: Antenna, line-of-sight, radiation Pattern, stirred path, unstirred path, Vibrating Intrinsic Reverberation Chamber

Abstract

In this paper, we present promising results when determining the radiation pattern of an antenna within a fully stirred vibrating intrinsic reverberation chamber (VIRC). The aim is to separate the direct line-of-sight (LOS) path between the antenna under test and the measuring antenna from all other indirect paths within the VIRC. The proposed method uses a simple averaging technique based on multiple S_{21} measurements collected between two antennas for a given angle. The method is successfully tested on a broadband horn antenna at 11 GHz, using a recently installed VIRC at Cisteme.

1 Introduction

Vibration Intrinsic Reverberation Chamber (VIRC), proposed in the early 2000's, have improved in many points electromagnetic compatibility (EMC) testing performed in reverberation chambers [1]-[2]. VIRCs are metallized tents changing of shape during testing and are cost-effective and flexible compared to anechoic or reverberation chambers of similar volume.

Three methods have been proposed in the past for antenna radiation pattern measurement in reverberation chambers (which are cheaper than anechoic chambers in reason of the absence of absorbers on the walls) : the K-factor method [3], the Doppler spectrum method [4], and the Time-gating technique [5]. Each method has a few drawbacks such as a long measurement time, a complex setup, and / or a complex post-processing.

In this paper, we are introducing a new method for determining the radiation pattern within a completely stirred VIRC which is therefore elevated of a few centimeters from the floor. This method benefits on the fact that we have tried to move any parts of the canvas from the stirring process.

The determination of the radiation pattern is introduced theoretically in the second section while the third section present encouraging results obtained on a horn antenna at 11 GHz.

2 Theory

The radiation pattern measurements are determined by extracting the LOS signal and discarding all the NLOS paths. To do so, the scattering parameter S_{21} between both antennas must be measured. In a VIRC, as shown in Fig.1, the S_{21} parameter can be decomposed as follows for a given measurement of index i

$$S_{21,i} = S_{21}^{LOS} + S_{21,i}^{sti} \quad (1)$$

where S_{21}^{LOS} correspond to the direct LOS path (which is constant) and $S_{21,i}^{sti}$ correspond to the sum of the stirred paths that interact with the stirring paddles for this measurement i .

If the VIRC is perfectly well-stirred, the LOS is the only invariant path and so a simple averaging should be sufficient to cancel the unstirred paths, i.e.

$$\langle S_{21} \rangle = S_{21}^{LOS} \quad (2)$$

3 Validation

For the method validation, the radiation pattern measurement of a horn antenna mounted on a rotating mast has been done inside the VIRC according to the experimental setup shown in Fig. 2. The VIRC is stirred with four fans located outside the VIRC, at a distance of (roughly) 1 meter from each VIRC corner.

S_{21} measurements have been made with a vector network analyzer at 11 GHz. The measurements have been repeated with a step angle of 1° over 360 angles, each for 500 successive sweeps. The radiation pattern is obtained by averaging the S_{21} data over 500 sweeps for each angle of the radiation pattern.

Fig. 3 compares the radiation pattern measurement obtained at 11 GHz inside the VIRC to a reference result obtained in our anechoic chamber where a distance of around 7 meters were used between both antennas. We can see clearly that the main lobe of the radiation pattern is well reproduced, and the dynamic of the measurements is around 20 dB. However, the accuracy is lower for angle larger than ± 100 degrees. To improve the results, we need probably to improve the stirring process of the VIRC, especially for the bottom and the top faces of the VIRC. Additionally, we need to check the accuracy of this measurement at a lower frequency, our first results obtained below 5 GHz shows a clear degradation with respect to the results obtained at 11 GHz.

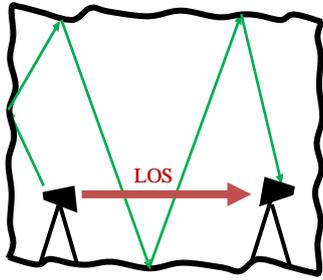


Fig.1. Schematic description showing the LOS path and unobstructed paths (in green) in a VIRC during a radiation pattern measurement



Fig.2. Picture of the experimental setup installed in the VIRC of CISTEME

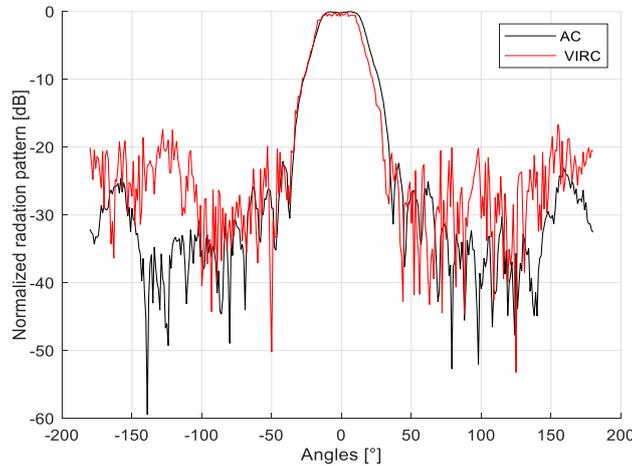


Fig.3. Normalized radiation pattern (in dB) of the horn antenna obtained inside the VIRC (for 500 S_{21} successive acquisitions) and in an anechoic chamber at the frequency of 11 GHz.

4 Conclusion

This article introduces a new method for determining the radiation pattern of an antenna inside a VIRC. The method uses a straightforward experimental setup and post-processing technique that requires only to average the collected data for a given angle. We plan in the near future to enhance the stirring process of the VIRC in order to expand the dynamic range of the measurements and to better understand the factors that seems to limit the technique at lower frequencies.

5 Acknowledgements

The present work is carried out within the framework of the project ASTRID "CHAOTIQ" project financed by the DGA/AID and operated by the ANR.

References

- [1] F. Leferink, J.-C. Boudenot, and W. van Etten, "Experimental results obtained in the vibrating intrinsic reverberation chamber," in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Symposium Record (Cat. No.00CH37016)*, Aug. 2000, vol. 2, pp. 639–644 vol.2.
- [2] Leferink F. Patent, *Test chamber*. 1998.
- [3] C. Lemoine, E. Amador, P. Besnier, J. Floch, and A. Laisne, "Antenna Directivity Measurement in Reverberation Chamber from Rician K-Factor Estimation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 5307–5310, Oct. 2013.
- [4] M. Á. García-Fernández, D. Carsenat, and C. Decroze, "Antenna Radiation Pattern Measurements in Reverberation Chamber Using Plane Wave Decomposition," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 10, pp. 5000–5007, Oct. 2013.
- [5] A. Soltane, G. Andrieu, E. Perrin, C. Decroze, and A. Reineix, "Antenna Radiation Pattern Measurement in a Reverberating Enclosure Using the Time-Gating Technique," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. PP, pp. 1–1, Dec. 2019.

Méthode de caractérisation expérimentale de l'état de santé d'un composant constituant un module de puissance

A. Gopishetti¹, S. Baffreau², P.-E. Vidal^{1,3}

¹Université de Pau et des Pays de l'Adour (UPPA), Pau, France, anusha.gopishetti@univ-pau.fr

²IUT-Tarbes GEII, Tarbes, France, stephane.baffreau@iut-tarbes.fr

³Université de Toulouse, INP-ENIT, Tarbes, France, paul-etienne.vidal@enit.fr

Mots clés (en français et en anglais) : protocole de mesure, vieillissement, diagnostic, interrupteur de puissance. experimental protocol, aging test, diagnostic, power switch.

Résumé/Abstract

L'article présente une méthode non destructive de caractérisation de l'état de santé d'un des composant d'un module de puissance. Cette méthode repose sur l'analyse des interactions électromagnétiques sur une large bande de fréquences. Elle est appliquée avant et après chaque cycle de vieillissement d'un composant sous test. Une première détection de défaillance et son analyse sont détaillées afin d'identifier précisément les origines de cette défaillance. Cette identification de défaillance est validée au moyen de simulations électriques. Une amélioration du processus de mesure est décrite. Les résultats des nouvelles expérimentations menées incluant l'évolution du processus sont présentés afin de valider les améliorations attendues.

This paper presents a non-destructive method for characterizing the health status of one component of an power module. This method is based on the analysis of electromagnetic interactions over a wide frequency bandwidth. It is applied before and after each aging cycle of a device under test. A first failure detection and its analysis are detailed in order to precisely identify the origins of this failure. This fault identification is validated by means of electrical simulations. An improvement in the measurement process is described. The results of the new experiments carried out including the evolution of the process are presented in order to validate the expected improvements.

1 Introduction et contexte

La conversion d'énergie électrique revêt un caractère primordial dans bon nombre de systèmes de gestion de l'énergie. Sa mise en œuvre nécessite très souvent l'utilisation de convertisseurs statiques afin d'échanger l'énergie, initialement stockée dans des batteries ou produite par des génératrices, avec des organes récepteurs chargés de l'utiliser pour générer des mouvements ou toute autre action adéquate pour le système considéré. Nous retrouvons très largement ces dispositifs d'électroniques de puissance dans des applications embarquées tels que le domaine des transports où ils se doivent de répondre à différentes contraintes environnementales (perturbations électromagnétiques, etc.) et fonctionnelles (intégration, fiabilité, etc.). L'un des enjeux actuels consiste à détecter ou diagnostiquer, de façon prédictive et non destructive, l'apparition de la défaillance de l'un des éléments actifs (semi-conducteur) ou passifs (substrat céramique ou interconnexions) constituant un module de puissance. Pour essayer de répondre à cet enjeu, il est nécessaire de mettre en place des protocoles de mesures discriminatoires et dont la fiabilité doit être éprouvée.

Notre étude s'intéresse au développement d'un protocole de caractérisation expérimentale non destructive pour surveiller l'état de santé d'un des composants constituant un module de puissance. Cette caractérisation repose sur le postulat qu'une altération des caractéristiques d'un élément du module de puissance va se traduire par une modification d'impédance. L'article décrira dans un premier temps le protocole initialement mis en place pour obtenir une telle caractérisation. Dans un second temps, le protocole de mesure sera appliqué dans le cadre d'une étude de vieillissement accéléré d'un substrat céramique. Les résultats expérimentaux obtenus seront analysés afin d'identifier l'élément en cause de la détection d'une première défaillance. Une amélioration du protocole de mesure sera ensuite décrite et les résultats de mesures obtenus seront comparés au protocole initial. Enfin, une conclusion et les perspectives sur ce sujet d'étude seront présentées.

2 Description du protocole de mesure

Le protocole de caractérisation de l'état de santé d'un élément constituant un module de puissance est composé de deux étapes. La première consiste à mesurer au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) les paramètres S du dispositif sous test (Figure 1-a). Cette mesure, réalisée sur 2 ports, fournit les paramètres de réflexion (S11 et S22) et de transmission (S21 et S12). La seconde étape permet de convertir [1] les résultats mesurés sous la forme d'une représentation en paramètres Z.

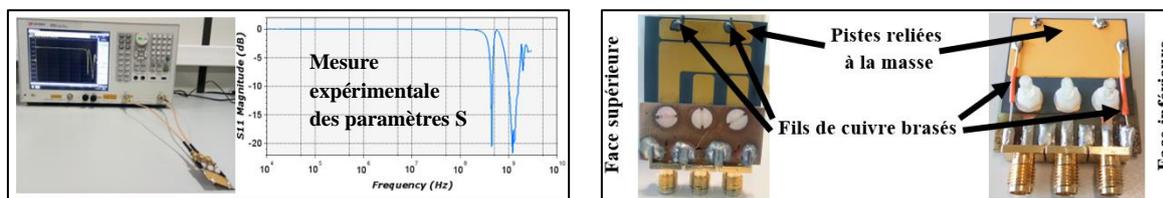


Figure 1 : a - Mesure des paramètres S

b - Substrat céramique avant vieillissement

3 Expérimentation : étude du vieillissement d'un substrat céramique Si₃N₄

Afin de valider le postulat initial, une étude de vieillissement a été menée sur un substrat céramique métallisé utilisé dans les modules de puissance, à savoir du Nitrure de Silicium Si₃N₄. Sur la face supérieure de ce substrat, 4 pistes de cuivre permettent l'intégration d'interrupteur à matériau semi-conducteur, et la circulation des courants de puissance et de commande. La face inférieure présente une large surface de cuivre afin de dissiper l'excès de chaleur obtenu lors du fonctionnement en commutation. Initialement, les pistes non connectées aux ports du VNA sont reliées à la masse au moyen de brasures et de fils de cuivre (Figure 1-b). Enfin, une interface spécifique a été développée pour connecter le substrat aux deux ports du VNA, la troisième étant connectée à la masse.

Avant la première mise en vieillissement du substrat, une mesure a été réalisée constituant ainsi la référence initiale de l'expérimentation. Ensuite, après chaque étape de vieillissement, une nouvelle mesure sera réalisée puis comparée à celle de référence.

4 Première détection de défaillance et identification de l'élément en cause

Après 318 cycles de vieillissement, une modification notable des courbes de paramètres S (Figure 2-a) et par voie de conséquence des paramètres Z (Figure 2-b) a été constaté comme l'illustre la figure 2. Sur la bande de fréquences allant de 50 kHz à 100 MHz, les paramètres Z indiquent clairement que le comportement capacitif du dispositif sous test reste inchangé entre les deux mesures. En revanche, les modifications de la fréquence de résonance et du comportement inductif en suivant permettent d'identifier clairement que cette altération est liée principalement à une modification d'inductance.

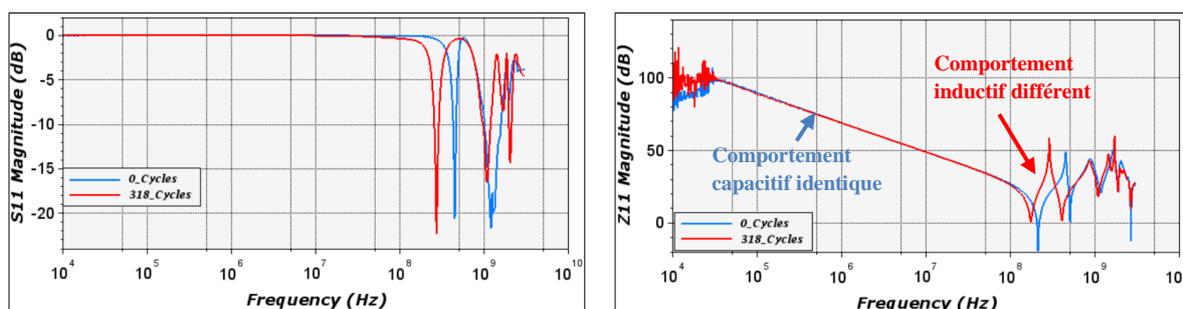


Figure 2 : a - Mesure de paramètre S11

b - Z11 déduit après 318 cycles de vieillissement

Suite à ces mesures (référence et défaillance constatée après 318 cycles de vieillissement), une extraction des impédances [2][3] a été réalisée et est présentée dans le Tableau 1. Les différentes résistances, inductances, capacités et conductance correspondent à celles du DUT et sont représentées sur le schéma électrique de l'expérimentation (Figure 3-a).

Les valeurs obtenues confirment bien une faible évolution de la capacité mais une nette augmentation de l'inductance du dispositif sous test. Par ailleurs, les dimensions et la géométrie des pistes du substrat présentent des caractéristiques de nature capacitive. En revanche, les fils brasés de mis à la masse auront une nature

d'impédance essentiellement inductive. Par conséquent, nous pouvons émettre l'hypothèse qu'ils sont à l'origine de cette défaillance.

DUT	R ₁₁ (Ω)	R ₁₂ (Ω)	R ₂₂ (Ω)	L ₁₁ (nH)	L ₁₂ (nH)	L ₂₂ (nH)	C ₁₁ (nF)	C ₁₂ (nF)	C ₂₂ (nF)	G ₁₁ (μS)	G ₁₂ (μS)	G ₂₂ (μS)
Sain (0 cycle)	0.12	0.03	4.6	4.53	4.72	12.63	58.47	3854	9.2	45.11	45.94	44.73
Défaillant (318 cycles)	1.06	0.04	7.81	6.37	8.18	31.32	59	4513	10.18	0.908	1.04	0.169

Tableau 1 : Paramètres RLCG extraits des mesures après chaque cycle de vieillissement

Par ailleurs, des simulations électriques reprenant les valeurs d'impédance ci-dessus, ont été réalisées à l'aide du logiciel LTSPICE. Les résultats des paramètres Z obtenus pour le substrat sain sont présentés à la Figure 3-b et comparés à ceux mesurés. La corrélation entre les deux courbes est satisfaisante pour les fréquences inférieures à 250 MHz, soit un peu au-delà de la première résonance.

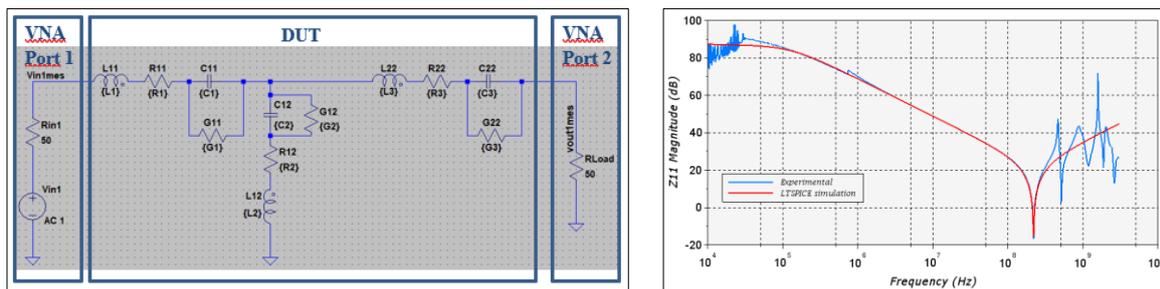


Figure 3 : a - Schéma électrique de l'expérience b – Comparaison mesure et simulation d'un substrat sain

Enfin, pour valider définitivement l'hypothèse de départ, les fils de mise à la masse initiaux ont été remplacés par de nouveaux présentant des caractéristiques électriques et géométriques identiques. Les substrats ainsi renouvelés ont été caractérisés au VNA et l'extraction des impédances RLCG ont été comparés à celles des substrats sains de référence et défaillant après 318 cycles de vieillissement (Tableau 2). Nous constatons que la conductance reste très proche de celle du substrat défaillant, mais cette caractéristique reste actuellement difficilement exploitable. En revanche, les valeurs d'inductance des substrats dont les fils de mise à la masse ont été renouvelés sont quasiment identiques aux valeurs initiales de ces mêmes inductances, ce qui confirme bien l'hypothèse de départ.

DUT	R ₁₁ (Ω)	R ₁₂ (Ω)	R ₂₂ (Ω)	L ₁₁ (nH)	L ₁₂ (nH)	L ₂₂ (nH)	C ₁₁ (nF)	C ₁₂ (nF)	C ₂₂ (nF)	G ₁₁ (μS)	G ₁₂ (μS)	G ₂₂ (μS)
Sain (0 cycle)	0.12	0.03	4.6	4.53	4.72	12.63	58.47	3854	9.2	45.11	45.94	44.73
Défaillant (318 cycles)	1.06	0.04	7.81	6.37	8.18	31.32	59	4513	10.18	0.908	1.04	0.169
Renouvelé (318 cycles)	0.68	0.03	8.1	4.8	4.5	11.94	57.85	4321	10.42	0.276	0.354	0.301

Tableau 2 : Paramètres RLCG extraits des mesures pour le substrat sain et après renouvellement des fils de mise à la masse.

5 Amélioration du protocole de mesure

Afin de robustifier le protocole de mesure, une interface spécifique de mise à la masse des pistes non connectées de la céramique a été réalisée en fabrication additive (Figure 4-a). Les fourches présentent sur la partie arrière de l'interface permettent de relier les deux pistes flottantes au même potentiel. Quant aux deux coulisses latérales, elles établissent la liaison électrique entre les deux pistes précédemment citées et le plan de masse présent sur l'interface de connexion située entre le VNA et la céramique sous test (Figure 4-b). Les interfaces de mise à la masse et de connexion au VNA sont utilisées uniquement lors des mesures de contrôle de défaillance mais ne subissent pas les cycles de vieillissement. Ainsi, les fils brasés initialement utilisés pour le protocole de mesure sont supprimés. Le substrat soumis aux tests de vieillissement ne comporte donc plus aucun autre élément extérieur susceptible de venir altérer la mesure après vieillissement.

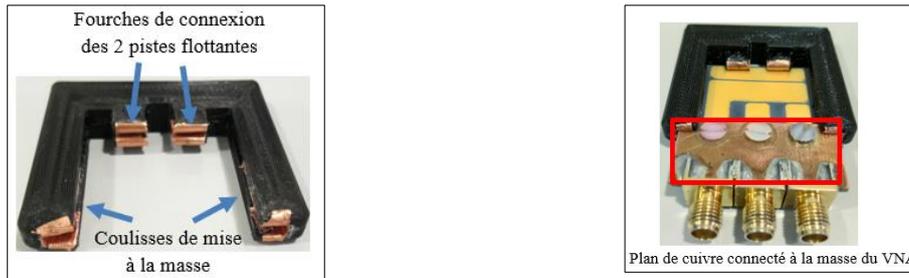


Figure 4 : Interface de mise à la masse des pistes non connectées - seule (a) et en condition de mesure (b).

Lors de la campagne de mesures suivante, des céramiques seules et d'autres avec des fils de cuivre brasés renouvelés ont été vieillies au cours de cycles supplémentaires. Les mesures ont montré un retour à l'état précédent pour les céramiques avec fils de cuivre (Figure 5), validant également le vieillissement des fils de mise à la masse ou de leurs brasures.

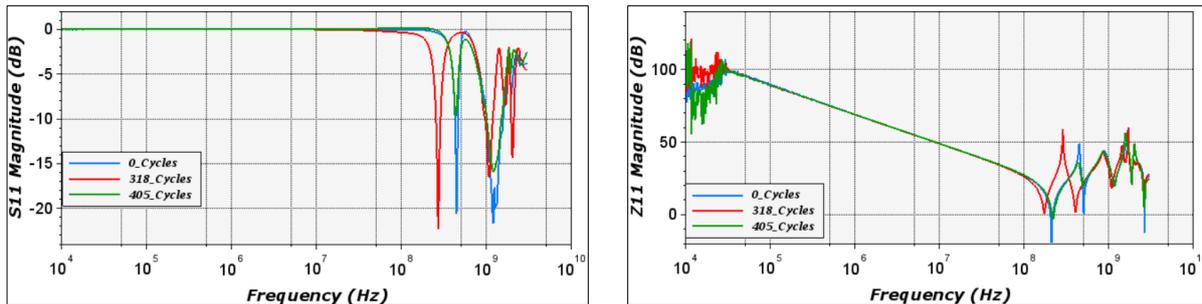


Figure 5 : Mesure de paramètre S11 et Z11 déduit après 405 cycles de vieillissement.

Quant aux mesures réalisées avec l'interface de mise à la masse, elles fournissent des résultats similaires tout en éliminant la problématique de leur propre vieillissement (Figure 6). Par ailleurs, elles sont également à l'origine d'un gain de temps non négligeable et de la robustification du processus de mesure expérimental.

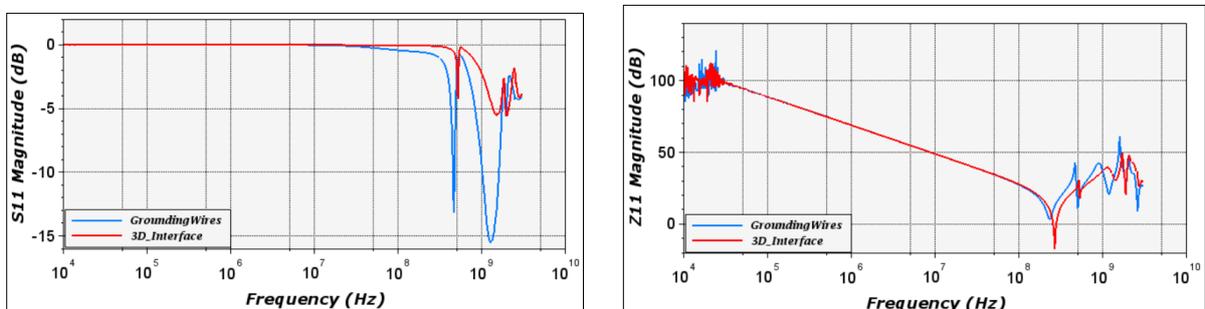


Figure 6 : Comparaison des résultats de mesure entre les deux protocoles (fils brasés et interface 3D de mise à la masse) avant vieillissement.

6 Conclusion et perspectives

Cet article décrit une méthode de contrôle non destructif d'un constituant d'un module de puissance, le substrat céramique métallisé. Le protocole de mesure utilisé a révélé un vieillissement de l'instrumentation nécessaire à la mesure. Une caractérisation de cette altération a conduit à la réalisation d'une interface optimisée. Relativement au vieillissement des matériaux du prototype sous test, les derniers résultats de vieillissement obtenus ne permettent pas de mettre en évidence une altération. En revanche, ils montrent la robustesse du protocole de mesure puisque qu'après 3338 cycles de vieillissement, les mesures sont identiques.

7 Remerciements

Ce travail s'effectue dans le cadre de la chaire partenariale EFICIENCE PIA-ANR-16-IDEX-0002 et est, de ce fait, soutenu par le projet E2S (Solutions et Energie pour l'Environnement) de l'UPPA (Université de Pau et des Pays de l'Adour).

Références bibliographiques

- [1] Test & Measurement Application Note 95-1 S-Parameter Techniques, accessible en ligne le 19/12/2022 : www.ieee.li/pdf/viewgraphs/s_parameter_techniques.pdf.
- [2] T. Liu, T. T. Y. Wong, and Z. J. Shen "A New Characterization Technique for Extracting Parasitic Inductances of SiC Power MOSFETs in Discrete and Module Packages Based on Two-Port S-Parameters Measurement", IEEE Transactions on Power Electronics DOI 10.1109/TPEL.2017.2789240, 2018.
- [3] S. Baffreau, and P. E. Vidal "Méthode de détection de défauts dans des modules d'électronique de puissance par analyse électromagnétique", 19^{ème} Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ElectroMagnétique (CEM 2018), 2018.

Densité optimale des stations de base du point de vue de l'efficacité énergétique pour les futurs réseaux 5G et 6G

Mohamad YOUNES¹, Yves LOUET²

¹Académie Militaire de Saint-Cyr Coëtquidan, Centre de Recherche de Coëtquidan, 56380, Guer, France, mohamad.younes@st-cyr.terre-net.defense.gouv.fr

²CentraleSupélec, Campus de Rennes, IETR UMR CNRS 6164, 35576, Cesson-Sévigné, France, Yves.Louet@centralesupelec.fr

Mots clés : Densité optimale, Efficacité énergétique, 5G massif, Beamforming, Broadcast.

Keywords: Optimal density, Energy efficiency, Massive 5G, Beamforming, Broadcast.

Résumé/Abstract

Pour faire face à l'explosion du trafic et à la demande de nouveaux services, la transmission broadcast apparaît comme une approche prometteuse pour les réseaux de cinquième et sixième génération (5G, 6G). Une telle approche, appelée réseau à fréquence unique de multicast broadcast (MBSFN), consiste en une transmission synchronisée entre plusieurs stations de base (BS), ce qui limite les interférences, améliore la fiabilité et la couverture de la zone de service, et constitue une solution énergétique prometteuse pour les futurs réseaux 5G et 6G. Dans cet article, nous nous concentrons sur l'évaluation de la capacité de la transmission en mode broadcast via le MBSFN pour améliorer l'efficacité énergétique par rapport au mode unicast conventionnel, même lorsque ce dernier est réalisé avec la technologie de formation de faisceaux (beamforming). Nous cherchons également à déterminer la densité optimale de BS définie par la valeur seuil à partir de laquelle le mode broadcast devient plus efficace que le mode unicast (avec ou sans beamforming) en termes d'efficacité énergétique.

In order to keep up with the explosion of traffic and the demand for new services, broadcast transmission appears to be a promising approach for the Fifth and Sixth Generation (5G, 6G). Such an approach, called Multicast Broadcast Single Frequency Network (MBSFN), consists of synchronized transmission between multiple Base Stations (BS), which limits interference, improves reliability and service area coverage, and is a promising energy solution for future 5G and 6G networks. In this paper, we focus on evaluating the ability of broadcast mode transmission via MBSFN to improve energy efficiency over the conventional unicast-based network, even when the latter is realized with beamforming. We also seek to determine the optimal density of BS defined by the threshold value at which the broadcast mode becomes more efficient than the unicast mode (with or without beamforming) in terms of energy efficiency.

1 Efficacité énergétique avec le modèle de réseau considéré

La zone de service est choisie comme une zone carrée de 400 km de côté, dans laquelle des stations de base (BS) de densité λ (exprimée en termes de BS/km²) sont placées de manière aléatoire dans la zone d'étude. Nous considérons des BS tri-sectorielles (chacune ayant une ouverture de 120°) avec des antennes capables d'utiliser la technologie de beamforming (formation de faisceaux) en mode unicast. Pour le mode broadcast, nous utilisons la technique de transmission synchronisées de MBSFN, alors que pour le mode unicast avec beamforming, nous utilisons un réseau linéaire uniforme composé de M antennes par secteur de chaque BS tri-sectorielle [1].

L'efficacité énergétique est calculée selon la forme la plus connue par $EE = \frac{B \log_2(1+\gamma)}{P_{tx}}$, où B est la largeur de bande du système, P_{tx} est la puissance de transmission, et γ est le rapport signal sur bruit plus interférence (SINR) calculé selon [1]. Ainsi, nous calculons le gain d'efficacité énergétique (G_{EE}), pour un certain nombre de localisations de BS saisis aléatoirement, comme le rapport d'efficacité énergétique entre le mode broadcast et le mode unicast. Dans l'évaluation de ce gain d'efficacité énergétique, nous considérons que toutes les BS émettent à la même puissance P_{tx} , sur la même fréquence porteuse $f_c = 2$ GHz et sur la même largeur de bande de système $B = 5$ MHz. A la connaissance des auteurs, les études menées pour analyser et évaluer le gain énergétique que la coopération intercellulaire via la technique MBSFN peut apporter par rapport au beamforming sont encore très limitées. Cela est particulièrement vrai lorsqu'il s'agit de trouver la densité optimale de BS (déployées aléatoirement) lorsqu'elles transmettent le même contenu en mode unicast avec beamforming et broadcast. Dans ce contexte, des évaluations numériques sont effectuées dans la section suivante pour évaluer ce gain d'énergie ainsi que la densité optimale dans différentes conditions.

2 Résultats de simulation

Pour évaluer le gain énergétique que peut apporter le mode broadcast par rapport au mode unicast dans le contexte des réseaux denses, nous traçons sur la figure 1, G_{EE} en fonction de la densité λ . Nous faisons varier la valeur de λ de 0,05 à 2,5 BS/km², ce qui nous permet de décrire le cas où l'utilisateur est plus ou moins éloigné de sa BS de service. Ainsi, nous considérons deux valeurs de la puissance d'émission des BS $P_{tx} = 0.5$ W (ligne continue) et $P_{tx} = 1$ W (ligne pointillée). Les résultats de la figure 1 montrent clairement que G_{EE} diminue lorsque le nombre d'antenne M augmente. En effet, ce résultat s'explique par le fait que lorsque nous augmentons M , un gain de performance significatif est obtenu en mode unicast avec beamforming, ce qui renforce l'intérêt de ce dernier par rapport au mode broadcast en termes de SINR et donc également en termes d'efficacité énergétique, réduisant ainsi G_{EE} . Nous pouvons également observer que G_{EE} augmente avec P_{tx} . Ce résultat s'explique par le fait que, contrairement au mode unicast où le SINR ne s'améliore pas suffisamment au-delà d'une certaine valeur de P_{tx} (en raison de l'augmentation la puissance totale d'interférence qui devient comparable à la puissance utile reçue), le SINR continue d'augmenter dans le mode broadcast en raison de son efficacité à réduire les interférences. En regardant maintenant l'effet de λ sur G_{EE} , nous pouvons clairement observer que G_{EE} augmente lorsque λ augmente, renforçant ainsi l'intérêt du mode broadcast par rapport au mode unicast. Intéressons-nous maintenant à la valeur seuil de densité λ (exprimée en BS/km²) à partir duquel le mode broadcast devient plus efficace énergétiquement que le mode unicast classique (avec $M=1$) ou même en utilisant le beamforming. On remarque que pour $P_{tx} = 0.5$ W (ligne continue), le mode broadcast domine le mode unicast avec $M = 1$ lorsque $\lambda \geq 0.25$, avec $M = 4$ lorsque $\lambda \geq 0.5$, avec $M = 8$ lorsque $\lambda \geq 0.87$ ou encore avec $M = 16$ lorsque $\lambda \geq 1.55$. En résumé, les différents résultats montrent que des gains énergétiques significatifs peuvent être obtenus avec la technique MBSFN par rapport à la transmission unicast, même avec beamforming, et ceci est d'autant plus vrai lorsque la densité de BS λ ou la puissance de transmission P_{tx} est élevée.

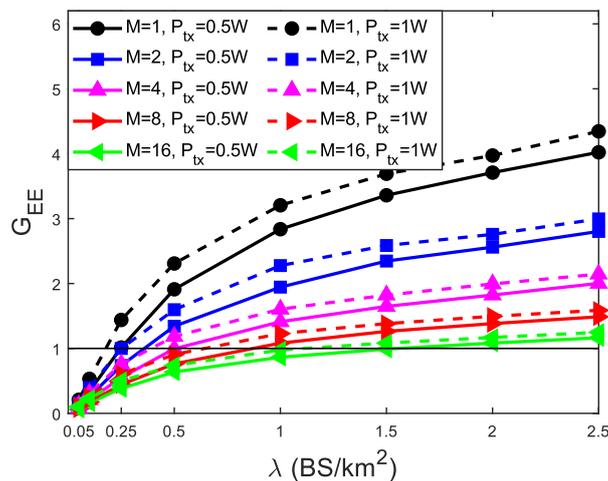


Figure 1 : Gain d'efficacité énergétique G_{EE} en fonction de λ , pour différentes valeurs de M , avec $P_{tx} = 0.5$ W (ligne continue) et 1 W (ligne pointillée)

3 Conclusion

Dans ce travail, nous avons cherché à comparer l'efficacité énergétique des modes unicast (avec et sans beamforming) et broadcast (via MBSFN) sous différentes conditions et contraintes, et à trouver le jeu de paramètres qui maximise cette efficacité énergétique. Cette étude montre les avantages de la transmission en mode broadcast par rapport à la transmission en mode unicast (même avec beamforming) pour réduire les interférences générées par les BS, qui sont distribuées aléatoirement et transmettent le même contenu en liaison descendante. Il est démontré que le gain d'efficacité énergétique que procure le mode broadcast par rapport au mode unicast augmente clairement avec l'augmentation de la densité de BS et de la puissance de transmission des BSs. Les résultats indiquent également qu'il est possible de trouver une densité optimale de BS, au-delà de laquelle le mode broadcast devient plus efficace sur le plan énergétique que le mode unicast, ce qui peut être utilisé pour guider la conception topologique des futurs réseaux denses 5G et 6G.

Références bibliographiques

- [1] M. YOUNES, Y. LOUET, "Interference management for better coverage of future cellular networks", Proc. 29th IEEE International Conference on Systems, Signals and Image Processing (IEEE IWSSIP 2022), Sofia, Bulgaria, 2022.

Antenne à onde de fuite multifaisceau pour l'estimation d'angle d'arrivée aux fréquences millimétriques

Julien Sarrazin¹, Guido Valerio¹

¹Sorbonne Université, CNRS, Laboratoire de Génie Électrique et Électronique de Paris, 75252, Paris, France
Université Paris-Saclay, CentraleSupélec, CNRS, Laboratoire de Génie Électrique et Électronique de Paris, 91192, Gif-sur-Yvette, {julien.sarrazin; guido.valerio}@sorbonne-universite.fr

Mots clés : Antennes à onde de fuite, estimation de directions d'arrivée
Keywords : leaky-wave antennas, Direction-of-Arrival estimation.

Résumé

Cet article introduit une antenne à onde de fuite entièrement métallique opérant autour de 27 GHz. Son originalité réside dans sa capacité à former de multiples faisceaux pour une même fréquence. Grâce à cela et à une dispersion accrue via des corrugations dans un guide d'onde rectangulaire, l'antenne est capable de scanner dans son plan H sur une plage angulaire de 180° avec une bande de fréquence de seulement 3.7%. Des simulations montrent ainsi qu'avec un algorithme de type MUSIC dans le domaine fréquentiel, il est possible d'estimer l'angle d'arrivée de plusieurs sources sans ambiguïté.

Introduction

Afin d'exploiter plus efficacement les ressources spatiales et d'ainsi réduire la consommation des réseaux de télécommunications sans fil, les stations de base utilisent des techniques de formation de faisceau (*beamforming*) qui consistent à focaliser leur puissance émise/reçue vers l'utilisateur mobile concerné. Toutefois, la direction de ce dernier doit être estimée, ce qui est aujourd'hui effectué via un processus d'apprentissage (*beamtraining*) long et coûteux en termes de ressources (beam scanning séquentiel), d'autant plus que les faisceaux sont étroits, comme dans le cas des bandes de fréquences millimétriques. Des solutions bas coût et peu complexes d'estimation d'angle d'arrivée peuvent répondre à cette problématique. Cet article présente ainsi une antenne à onde de fuite permettant d'effectuer cette estimation d'angle d'arrivée.

Antenne à onde de fuite

L'antenne périodique proposée est illustrée en Figure 1 et est basée sur la cellule unitaire représentée en Figure 2. Il s'agit d'un guide d'onde rectangulaire modulé périodiquement (de période p) par des fentes longitudinales. La période p est choisie suffisamment large pour que cette antenne à onde de fuite (LWA : *Leaky-Wave Antenna*) supporte, sur la bande 26.5-27.5 GHz, jusqu'à cinq harmoniques spatiales ayant une vitesse de phase supérieure à la vitesse de la lumière et qui par conséquent contribuent au rayonnement. Chacune de ces cinq harmoniques est responsable de la formation d'un faisceau dont la direction varie avec la fréquence et est donnée par la relation :

$$\theta^n = \sin^{-1} \frac{\beta^n}{k_0}$$

où k_0 est le nombre d'onde en espace libre et β^n la constante de phase associée à l'harmonique spatiale d'ordre n .

Afin d'augmenter la vitesse à laquelle la direction des faisceaux de la LWA varie avec la fréquence, des corrugations sont ajoutées dans la partie inférieure du guide, ce qui a pour effet d'augmenter l'indice effectif du milieu sans utiliser de diélectrique. Ceci permet d'aboutir à une antenne purement métallique ne souffrant pas de pertes diélectriques qui diminueraient son efficacité de rayonnement.

Constituée de 10 périodes, le rayonnement de cette LWA dans le plan H (plan XZ) à plusieurs fréquences est présenté en Figure 3, pour une excitation soit par le port 1 (traits pleins), soit par le port 2 (pointillés). En combinant le rayonnement issu des deux ports, il est ainsi possible de scanner l'entièreté de la plage angulaire. Toutefois, le gain diminue naturellement lorsque les faisceaux approchent $\theta = \pm 90^\circ$. La variation du gain sur la plage angulaire

de 180° est de 15 dB. Sur une plage angulaire d'intérêt restreinte à $\pm 63^\circ$ (resp. $\pm 50^\circ$), la variation de gain se limite néanmoins à 10 dB (resp. 6 dB).

Cette antenne est utilisée en simulation conjointement avec un algorithme MUSIC dans le domaine temporel pour estimer la direction d'arrivée de 14 sources non corrélées. Le pseudospectre obtenu est présenté en Figure 4. Les directions des 14 sources sont correctement estimées et sont représentées par les cercles orange. Malgré le fait que l'antenne à onde de fuite rayonne plusieurs faisceaux pour chaque fréquence, les directions d'arrivée sont tout de même estimées sans ambiguïté. Ceci est dû au fait qu'il existe une certaine diversité fréquentielle parmi les différents faisceaux formés par les différentes harmoniques spatiales. Toutefois, les vecteurs de réponse antennaire (c.à.d. le gain en fonction de la fréquence) n'étant pas linéairement indépendants entre différents angles d'arrivée, des pics fantômes (c.à.d. qui ne correspondent à aucune source) apparaissent dans le pseudospectre MUSIC. Néanmoins, le plus fort de ces pics, indiqué par le triangle jaune, reste en dessous du plus faible des pics correspondant à une direction d'arrivée réelle (dans cet exemple, une marge de 3 dB existe).

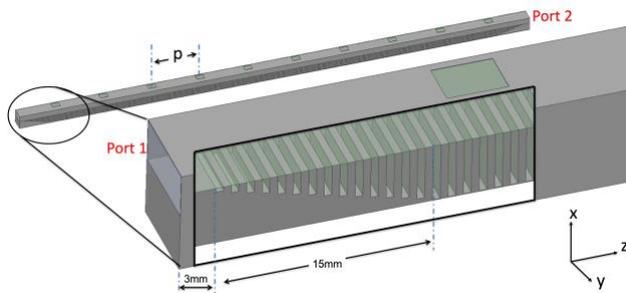


Figure 1 - Antenne périodique à onde de fuite (10 périodes spatiales)

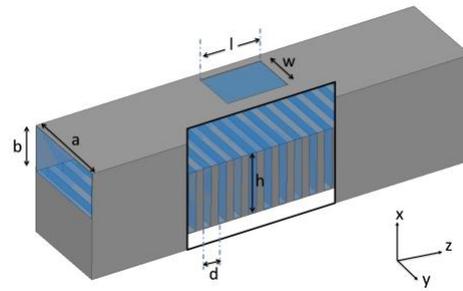


Figure 2 - cellule unitaire de l'antenne périodique à onde de fuite

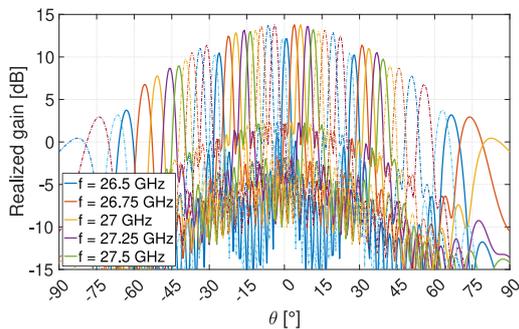


Figure 3 - Gain de l'antenne à onde de fuite (plan H).
Traits pleins : excitation du port 1, pointillés : excitation du port 2

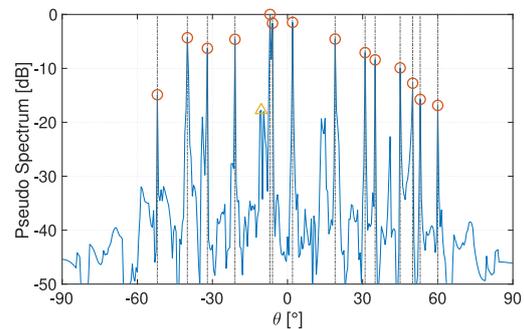


Figure 4 - Pseudospectrum MUSIC obtenu à partir du rayonnement des deux ports de l'antenne à onde de fuite (SNR = 15 dB, 200 snapshots, 144 échantillons fréquentiels)

Remerciements

Ces travaux ont été réalisés dans le cadre du projet ANR BeSensiCom soutenu par l'Agence Nationale de Recherche sous la référence ANR-22-CE25-0002 ainsi que dans le cadre de l'action COST CA20120 INTERACT.

Multi-label classification with deep learning techniques applied to the Bscan image on radar GPR

*El Karakhi Abouzouhour Soukayna, Reineix Alain, and Guiffaut Christophe
University of Limoges, XLIM Laboratory, Limoges, France*

Keywords: Ground Penetrating Radar, Image processing, Buried objects, Deep learning;

Abstract

The ground penetrating radars (GPR) are now widely used for the detection of buried objects in areas such as: geology, archaeology and civil engineering. It has the advantage of allowing detection by a non-destructive technique. The principle for time domain GPR consists in emitting electromagnetic pulses in the ground, these one are then reflected by the targets to be detected. A single GPR signal trace captured at a position of the radar is a 1D signal called Ascan. A set of Ascan radar waveforms captured at a certain number of different consecutive positions along a particular direction will form a 2D signal called B-scan in the case of a rectilinear displacement. They show response shapes of hyperbolic type and its analysis gives many characteristics. For example, in the case of buried pipes, a specific processing allows to find the diameter of these pipes, their nature as well as the characteristics of the ground. However, these approaches often require complex post-processing of the Bscan, which can be time-consuming and therefore makes it difficult to perform real-time characterisation at the expense of such methods. With the emergence of deep neural networks and with a learning phase on a large number of Bscan, it becomes possible to extract almost instantaneously the characteristics of GPR radar data. In this study, a multi-label classification (MLC) model based on transfer learning and data augmentation was developed to generate multiple information elements on the same image and to realize classification. Three deep learning models: VGG-16, ResNet-50 and adapted CNN were used as pre-trained models for transfer learning. The networks were trained on the dataset created in this study and evaluated on a set of performance metrics.

Résumé

Les radars à pénétration de sol (GPR) sont maintenant largement utilisés pour la détection d'objets enterrés dans des domaines tels que la géologie, l'archéologie et le génie civil. Il présente l'avantage de permettre une détection par une technique non-destructive. Le principe du GPR temporel consiste à émettre des impulsions dans le sol, celles-ci sont ensuite réfléchies par les cibles à détecter. La formation d'une image à partir des différentes traces (Ascan) mesurées pour différentes positions du radar est appelée Bscan dans le cas d'un déplacement rectiligne. Ils présentent des formes de réponse de type hyperbolique et leur analyse donne de nombreuses caractéristiques. Par exemple, dans le cas de canalisations enterrées, un traitement spécifique permet de retrouver le diamètre de ces canalisations, leur nature ainsi que les caractéristiques du sol. Cependant, ces approches nécessitent souvent un post-traitement complexe du Bscan, qui peut être long et rend donc difficile la réalisation d'une caractérisation en temps réel. Avec l'émergence des réseaux de neurones profonds et avec une phase d'apprentissage sur un grand nombre de Bscan, il devient possible d'extraire quasi instantanément les caractéristiques des données radar GPR. Dans cette étude, un modèle de classification multi-label (MLC) basé sur l'apprentissage par transfert et l'augmentation des données a été développé pour générer plusieurs éléments d'information sur une même image et réaliser une classification. Trois modèles d'apprentissage profond : VGG-16, ResNet-50 et CNN adapté ont été utilisés comme modèles pré-entraînés pour l'apprentissage par transfert. Les réseaux ont été entraînés sur le jeu de données créé dans cette étude et évalués sur un ensemble de mesures de performance.

1 Introduction

Ground Penetrating Radar (GPR) is an increasingly significant and effective approach to conducting non-destructive engineering investigations. Over an extended time span, the GPR has been applied extensively to geological research, in civil engineering, as well as in agriculture and environment. Recently, different approaches have been proposed by scientists for the processing of GPR data. T. Noreen [1] suggests a machine learning based approach for hyperbolic signature identification using a SVM (support vector machine) with the histogram of oriented gradient features (HOG). E. Temlioğlu [2] proposes different approaches in landmine detection: among them Binary Robust Independent Elementary Features (BRIEF), Edge Histogram Descriptor (EHD), Histogram of Oriented Gradients (HOG), Scale Invariant Feature Transform (SIFT) and Speeded Up Robust Features (SURF). In this study, W. A. Wahab [3] suggested a novel hyperbola fitting technique for estimating the radius of buried utilities (pipes and cables). The approach was implemented on buried pipes of nine different diameter values. B. Walker and L. Ray have implemented a feature-based machine learning

approach to processes GPR data. The researchers employed feature vectors from the Histogram of Oriented Gradients (HOG) with a Support Vector Machine (SVM) to detect deep and shallow crevices. Additional characteristic operators are also used as a pre-processing approach, such as Sobel's,[5] Wavelet Edge Detection, [6] Canny's operators. These approaches are very slow in computation, but they provide very accurate and precise extraction of the characteristics of the B-Scans.

In recent years, several researchers have proposed approaches for the automatic identification and localization of buried objects based on deep learning models. This has demonstrated the many benefits of deep learning technologies. As the amount of GPR data expands, the capabilities of the existing machine learning techniques are becoming less performant for digital image processing. Researchers [7] [8] [9] [10] increasingly began to employ CNN-based methods of learning hyperbolic shapes for the classifications and identification of buried objects. The majority of the methods mentioned here focus on identifying and positioning buried objects, and classifying them according to a single characteristic. Recently, very limited studies have focused on a multi-label classification model to provide multiple pieces of information from a single image.

The paper's contributions are synthesized as described below:

- Database creation based on the Finite Difference Time domain (FDTD) simulation,
- Image processing using gradient operators for edge region detection (Sobel, Canny, and Prewitt),
- Development of a multi-label model for the identification of the diameter of buried pipes, their inner space filling as well as the identification of the soil medium based on three models: VGG 16 - Resnet 50 - and customized CNN.

The originality of this work concerns the development of deep learning model architectures, and the approach to model prediction and analysis of the three models developed.

2 Methodology

In order to generate our dataset, we will use the TEMSI-FD software developed within the EMC team of XLIM Institute. It consists of a software FDTD-based method [12] designed to simulate the propagation of electromagnetic waves in complex media. For the GPR study, the time domain signal emitted, propagating and received by antennas can be calculated. It is useful to represent these recordings in two forms: the A-scan (1D response), the B-scan (2D image resulting of multiple consecutive A-scan) on the figure 1.

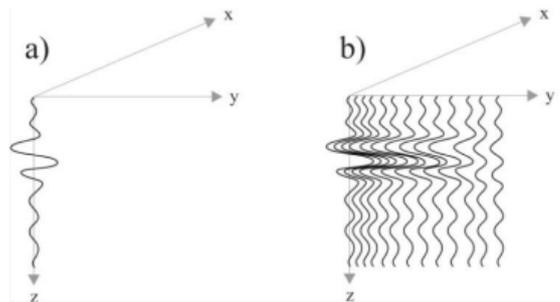


Figure 1: (a) A-scan GPR signal (b) B-scan GPR signal

To create a simulation model, a number of settings are required. First, the entire scene has to be designed. The scene is characterized by the propagation medium of the electromagnetic waves. The model of the ground is based on the fractal model [11], but also on homogeneous media such as dry clay, dry sand and concrete. The dimensions of the scene in cells number is 251 x 200 x 301 (X x Y x Z), the cell size being 4mm x 4mm x 4mm. The soil layer depth is 1m. It is the maximum depth value to be probed by the GPR, and consequently, it determines the estimation of the maximum time of observation/simulation, which is 20 ns for this volume. This duration was calculated for the case of the concrete layer which has the smallest value for the propagation velocity among the media considered: $v_p = c/\sqrt{\epsilon_r}$ with c the velocity of light. The GPR antennas system is composed of a fixed emitter and 10 receiving antennas. The receivers are also spaced 20 mm apart and are moved in groups of 200 mm along the horizontal scan line on the soil, reducing the number of simulations by 10. The multi-receiver bistatic GPR is illustrated in the Figure 2:

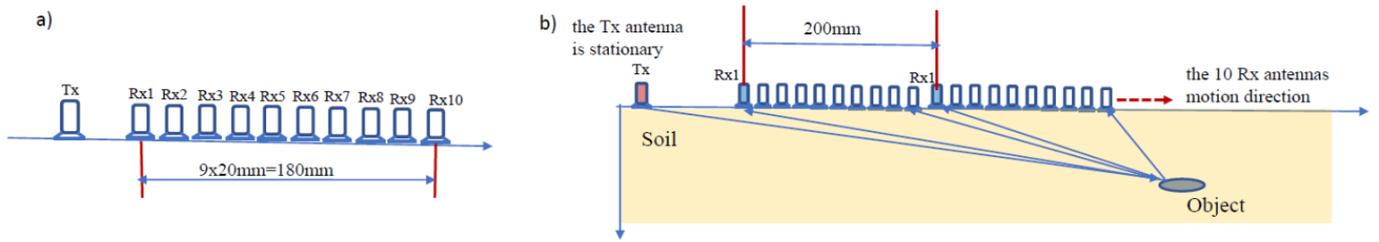


Figure 2: a) The multi-receiver 10 Rx antennas bistatic GPR with one Tx antenna emitter architecture, b) The way the 10 Rx antennas are moved in one direction during the exploration on the soil

A set of 5400 GPR B-scans database concerning 4 soil types, 50 depth values and 9 different pipe diameters is generated; the current diameters for the simulation data are 16, 24, 32, 40, 48, 64, 72, 80 and 100 mm. The depth values range from 204 mm to 400 mm below the soil surface. Three types of pipes were chosen during the simulation: a metal pipe, an air-filled pipe, and a water-filled pipe.

The table 1 shows the dielectric parameters for the soil types:

SI. No	Soil type	Conductivity(S/m)	Relative permittivity ϵ_r
1	Dry sand	0.002	10.00
2	Dry clay	0.001	5.53
3	Concrete	0.001	8
4	Fractal	0.001	6

Table 1: Dielectric parameters for the soil type used in the simulation

The relevant parameter values used in the simulation are indicated in Table:

Parameters of simulations	Values
Source frequency	1.00 Ghz
Source waveform	sino-gaussian pulse
Source pulse duration	1ns
A-scans intervals	20mm
No of A-scans	40
Spatial resolution	4mm

Table 2: The parameters values of simulations

To improve the quality of the measurements, it is necessary to eliminate the surface echo and the direct coupling between the antennas and thus keep only the useful signal. In our case, we proceed to a second recording with a scene that contains no objects and then we subtract this second measurement from the one obtained with a scene containing the objects. The figure 3 is illustrating the resulting treatment.

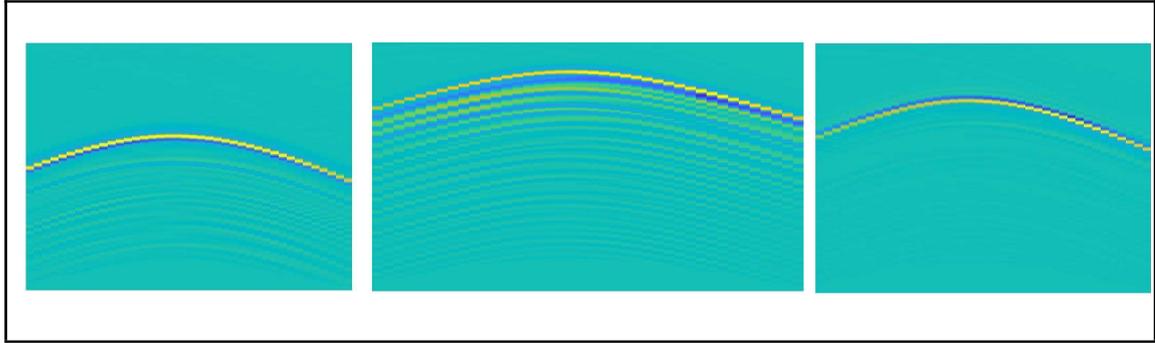


Figure 3: (a) Diameter 64mm, metal, concrete, (b) Diameter 16mm, water filled pipe, dry clay, (c) diameter 80 mm, empty pipe, dry sand

Now we will describe the CNN and the procedure used to apply deep learning for retrieving the soil and pipes characteristics. First, the global GPR data handling workflow in this study involves feature extraction, splitting the dataset into training and test sets, CNN model training and prediction. The feature extraction pipeline for B-Scan images consists of testing several approaches to edge detection. The goal of this technique is to significantly reduce the amount of data while retaining information that can be considered more relevant. The objective is to focus on regions of the hyperbola where there is a distinct intensity variation. The hyperbola region is detected by a bounding box, the image is cropped to extract the region of interest from each frame. For this purpose, we have focused on Canny's operators. Canny is a multi-step edge detection algorithm developed by John F. Canny in 2001 [13], which proceeds through the following steps:

- Noise reduction: Noise is removed from the image with a 5x5 Gaussian filter.
- Determine the gradient intensity of the image using the Canny operator.
- Non-maximum Suppression: This step consists of eliminating those undesirable pixels that may not be edges.
- Hysteresis Thresholding

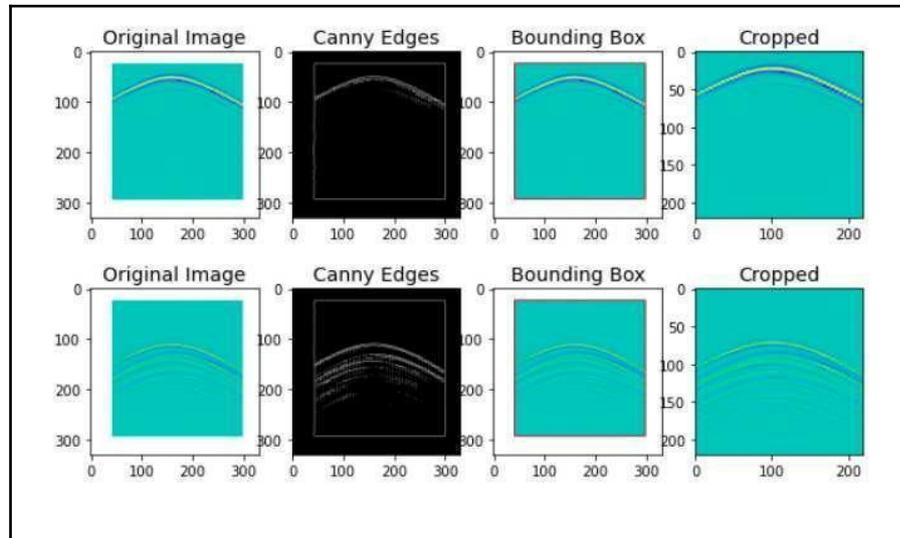


Figure 4 : Example of output from edge detection operators

3 Proposed Deep Learning architecture:

The objective of this work is to implement Deep Learning models to extract features like buried pipes diameters or type of soil layer from B-scan images. We will implement three different architectures: VGG-16, Resnet-50 through learning transfer and a custom CNN model. The proposed architecture is a multi-label model classification in which individual objects can be classified into multiple classes at one time, compared to traditional one-label classification cases involving a single class of objects. Multi-label classification approaches are becoming unavoidable in advanced technology. In this work, in the classification of B-Scan images, each

image can belong to several distinct categories. For example, we classify the type of pipe (metal pipe, water-filled pipe and empty pipe), 9 different diameters, so that we distinguish four different mediums. As seen above, the dataset contains 5400 B-Scans, it will be divided in such a way that 80% is reserved for model training, and 20% for test data. Now we will describe the different topologies.

3.1 Transfer learning using VGG 16 and Resnet 50

Residual neural networks: ResNet, an acronym for Residual Networks, is a classical neural network used as a backbone in many computer vision tasks. The major revolution of ResNet is its ability to successfully train extremely deep neural networks with more than 150 layers. Before ResNet, training very deep neural networks was difficult due to the gradient backpropagation problem. The strength of this architecture lies in the concept of skip connection that is illustrated in the figure above. On the left of the figure 5 we stack the convolution layers successively. On the right, we stack the convolution layers as before, but we connect the original input to the output of the convolution block

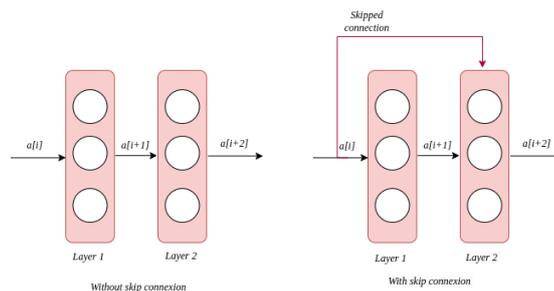


Figure 5 : Residual learning: a building block.

Visual Geometry Group (VGG-16): VGG stands for Visual Geometry Group; it is a standard deep Convolutional Neural Network (CNN) architecture with multiple layers. VGG introduced a simple and effective design by using a stack of 3x3 filters and demonstrated that placement of small kernel size (3x3) filters could induce the effect of the large filter size while providing more room for increasing the depth of the neural network. VGG models emphasized the importance of depth in convolutional neural networks, as a deep network with small filter sizes can learn a larger number of filters and a more complex representation of the data. This approach was a significant departure from earlier models that relied on large filters to capture low-level features, and VGG models were able to demonstrate that small filters could effectively capture both high-level and low-level features. VGG-16 uses 16 trainable layers in their network which are shown in Figure 6.

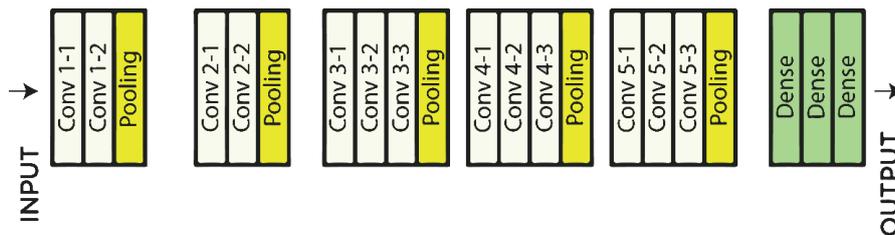


Figure 6: VGG-16 architecture

In this study, we use these as initial weights in our model and start training on our dataset with these weights. The last layer has been replaced by three ones: the first branch represents the diameter classification layer, the second one represents the pipe type classification and the last one the different of propagation of medium. Figure 7 summarizes the concept of transfer learning.

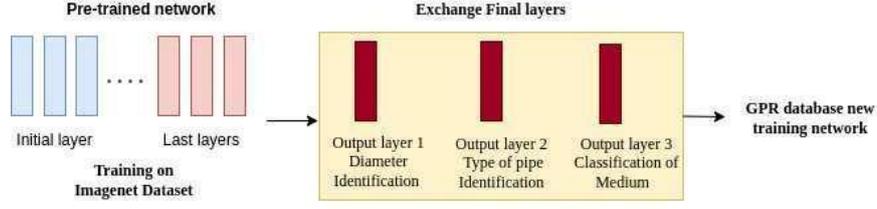


Figure 7: Transfer learning strategy

3.2 Custom Model

In this work, a deep convolutional neural network is developed for multi-label classification to classify 9 different diameters, 3 different pipe types, and 4 different propagation media. The custom CNN model is inspired by the inception network, it is a model developed by google, the main difference between the inception model and the ordinary CNNs are the inception blocks. These consist in convoluting the same input with several filters and concatenating their results. The aim of this model is to introduce the concept of multipathing, which allows different characteristics to be simultaneously captured and extracted. The building block is illustrated in the figure 8, this block contains different convolution layers of different filter sizes (1x1), (5x5), (7x7). The diversity of the kernel size will increase the capacity of the network to extract the most complex features. 32 filters of size 3×3 are used in the input layer, followed by a MaxPool layer and then a batch normalization layer to increase the speed and stability of learning, followed by a convolution layer with 64 filters of size 3×3 , after which a max pooling layer was defined, followed by two inception building blocks represented above, each convolution layer contains 128 and 16 filters respectively of size (1x1), (5x5), (7x7), at the end of each inception block, all feature maps are concatenated. The activation function employed in all convolutional layers is the rectified linear unit (ReLU) defined as: The output of ReLU is equal to 0 if the input value is less than 0 and equal to the input value if the input is positive. Then, all the feature maps are transformed into a 1D vector using a flattened layer. A set of 3 dense layers has been defined, containing 256, 512, and 256 neurons respectively. Each layer is followed by an activation function Relu. Finally, 3 branches were defined for each output, each branch includes upstream a set of three dense layers respectively consisting of 96, 48 and 48 neurons, each output layer has 9 neurons to recognize the diameter size, 4 neurons to specify the propagation medium, and 3 neurons to distinguish the pipe type. The output layers are followed by a softmax layer mainly used for multi-label classification problems to predict the probability of each label.

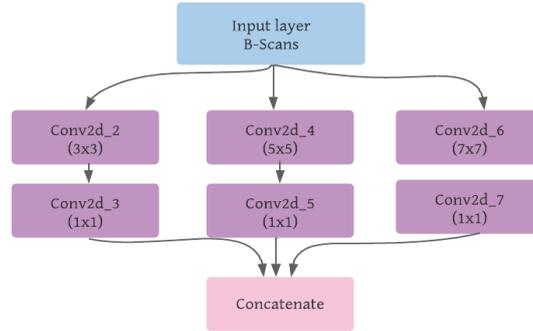


Figure 8: Custom CNN Model - building block

4 Results and discussion:

Three indicators were used to evaluate the three Deep Learning models: Precision, Recall, and F1- score, the accuracy is the simplest indicator, it measures the percentage of correct predictions. It is defined as follows:

$$accuracy = \frac{TP+TN}{TN+TP+FP+FN} \quad (1)$$

Based upon the results presented in Figure 9, we observe a better accuracy of 96% for the diameter identification for the VGG16 model, and an efficiency of 98% for the pipe type identification achieved by the Resnet50 model.

We also reach a higher level of sensitivity for the identification of the propagation medium, which achieves 98% for both the VGG16 model and the customized CNN model.

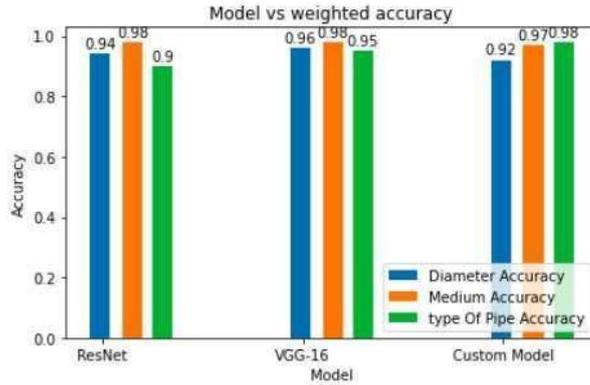


Figure 9: Accuracy vs. weighted accuracy of the three developed models with Canny's operators

TP (True positive) stands for the number of accurate diameter, pipe type and medium identifications, FP (False Positives) represents the number of incorrect identifications and FN (False negative) represents the number of failed recognitions. In GPR, accurate identifications mean that the target is well located and accurately classified. Incorrect identifications are indicative of a well-located target, but its geometry, as well as its type and medium, are not properly classified. The missed identifications reflect the target not being located. The table 3 shows the performance of the model Resnet-50 based on the 9 classes for the identification of diameters. The overall accuracy is 96%. Table 3 shows the classification report for the 9 diameter values, we find the precision that indicates the performance or the positive prediction given by the model, recall is a statistical metric that shows how many positive cases actually correspond to the predicted class. The F1 score provides the information about the incorrect predictions of the model meaning that 1 is the best and 0 is the worst. The F1 score is obtained by calculating the precision and recall of the model. From Figure 10, out of 86 images it is seen that 80 are correctly predicted as having a diameter of 80mm and remaining 6 incorrectly assigned to other classes. So the precision of the diameter 80 mm class shown in Table 3, can be calculated as:

$$Precision = \frac{80}{86} = 0.93 \quad (2)$$

In Figure 10, out of a total of 86 images actually labeled as 82 mm diameter, 80 images are correctly predicted and 2 of them are incorrectly predicted. Thus, the recall can be calculated as follows:

$$Recall = \frac{80}{82} = 0.98 \quad (3)$$

The F1-score can be calculated as follows: $F1 - score = 2 * \frac{Precision * recall}{Precision + recall} = 0.95 \quad (4)$

Classification report	Precision	Recall	F1-score	Accuracy
Diameter 16 mm	0.96	0.98	0.99	96%
Diameter 24 mm	1.00	0.98	0.99	
Diameter 32 mm	1.00	1.00	1.00	
Diameter 40 mm	1.00	0.95	0.98	
Diameter 48 mm	0.95	0.97	0.96	
Diameter 64 mm	0.85	0.98	0.96	
Diameter 72 mm	0.95	0.84	0.89	
Diameter 80 mm	0.93	0.98	0.95	
Diameter 100 mm	1.00	0.98	0.99	

Table 3 : Results from the classification report: Diameter identification on test set.

The confusion matrix of the model is shown in Figure 10 . The y-axis corresponds to the actual class labels and the x-axis to the predicted class labels. The majority of diameters are well classified, except that the classifier produces some false negatives and false positives in the last three classes, which are 100mm, 72mm and 80mm.

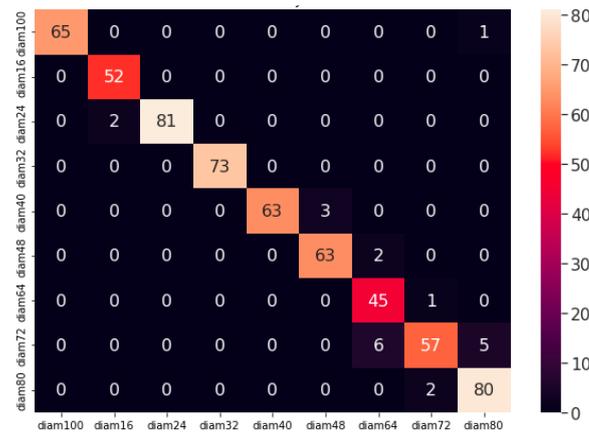


Figure 10: matrix-confusion of diameter identification - Resnet50 Model

Prediction on multiple buried objects: In order to evaluate the performance of the network in the case of various underground objects, a couple of B-Scans are created with up to 2 objects of different diameters and depths with distinct pipe types. The figure 11 illustrates a typical B-Scan image showing 2 hyperbolas with multiple interlocking borders. The hyperbola on the left corresponds to a metallic type pipe, diameter 40mm, and the hyperbola on the right corresponds to a water filled type pipe, diameter 32 mm, buried in a concrete medium. The hyperbolas were isolated by a-scan signal fitting processing. Subsequently, the extracted frames are reshaped to match the size of the initial dataset.

Prediction	True labels	Predicted Labels
Diameter	40mm	40mm
Medium of propagation	Concrete	Concrete
Type of pipe	Metallic	Metallic

Table 3: Prediction performance for multi-object scenarios

4 Conclusion

In this study, a multi-label deep learning model was proposed to identify different characteristics of buried objects from GPR B-scan signals. The three models developed in this work are: Resnet 50, VGG-16, and a custom CNN architecture, the main objective is to obtain a multiple identification of different characteristics of the objects: pipe type, diameter identification, as well as the propagation medium. In this study, a new CNN architecture is proposed while introducing the multi-path concept in order to extract the different characteristics at the same time. Future work will focus on generating noisy data to assess the robustness of our models. As well as the development of a new algorithm based on transformers for extracting characteristics from Radar signals while combining A-Scan and B-Scan.

References and bibliography:

- [1] T. Noreen and U. S. Khan, "Using pattern recognition with HOG to automatically detect reflection hyperbolas in ground penetrating radar data," *2017 International Conference on Electrical and Computing Technologies and Applications (ICECTA)*, Ras Al Khaimah, United Arab Emirates, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICECTA.2017.8252064.
- [2] E. Temlioğlu, M. Dağ and R. Gürcan, "Comparison of feature extraction methods for landmine detection using Ground Penetrating Radar," *2016 24th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU)*, Zonguldak, Turkey, 2016, pp. 665-668, doi: 10.1109/SIU.2016.7495827.
- [3] W. A. Wahab, J. Jaafar, I. M. Yassin and M. R. Ibrahim, "Interpretation of Ground Penetrating Radar (GPR) image for detecting and estimating buried pipes and cables," *2013 IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering*, Penang, Malaysia, 2013, pp. 361-364, doi: 10.1109/ICCSCE.2013.6719990.
- [4] B. Walker and L. Ray, "Multi-Class Crevasse Detection Using Ground Penetrating Radar and Feature-Based Machine Learning," *IGARSS 2019 - 2019 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Yokohama, Japan, 2019, pp. 3578-3581, doi: 10.1109/IGARSS.2019.8899148.
- [5] O. Missaoui, H. Frigui and P. Gader, "Model level fusion of edge histogram descriptors and gabor wavelets for landmine detection with ground penetrating radar," *2010 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Honolulu, HI, USA, 2010, pp. 3378-3381, doi: 10.1109/IGARSS.2010.5650350.
- [6] Christian Maas and Jörg Schmalzl (2013): Using pattern recognition to automatically localize reflection hyperbolas in data from ground penetrating radar. In: *Computers & geosciences*, vol. 58,
- [7] Iraklis Giannakis and Antonios Giannopoulos and Craig Warren (2020): A machine learning scheme for estimating the diameter of reinforcing bars using ground penetrating radar. In: *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2020.
- [8] Barkataki, Nairit, Banty Tiru, and Utpal Sarma. "A CNN model for predicting size of buried objects from GPR B-Scans." *Journal of Applied Geophysics* 200 (2022): 104620
- [9] V. Kafedziski, S. Pecov and D. Tanevski, "Detection and Classification of Land Mines from Ground Penetrating Radar Data Using Faster R-CNN," *2018 26th Telecommunications Forum (TELFOR)*, Belgrade, Serbia, 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/TELFOR.2018.8612117.
- [10] S. Akçali and F. Erden, "Support of Data Augmentation with GAN on Faster R-CNN Based Buried Target Detection," *2021 29th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, Istanbul, Turkey, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/SIU53274.2021.9477828.
- [11] V. Ciarletti, A. Herique, J. Lasue, R. Levasseur, C. Anny; D. Plettemeier, F. Lemmonier, C. Guiffaut, P. Pasquero, W. Kofman, "CONSERT constrains the internal structure of 67P at a few-meter size scale," *MNRAS, Monthly Notices Royal Astronomical Society*, 469, 2018.
- [12] Taflove, Allen, Susan C. Hagness, and Melinda Picket-May. "Computational electromagnetics: the finite-difference time-domain method." *The Electrical Engineering Handbook* 3 (2005): 629-670.
- [13] Reddy, R. Pradeep Kumar, Chiluka Nagaraju, and I. Rajasekhar Reddy. "Canny scale edge detection." *Int J Eng Trends Technol (IJETT)*. <https://doi.org/10.14445/22315381/IJETT-ICGTETM N 3> (2016).

**Metamodel multi-objective optimization
of 3F3 Ferrites Core in a WPT system for automotive applications**
*Meta-modélisation pour l'optimisation multi-objectifs
des ferrites d'un système de recharge inductif pour véhicules électriques*

Paul Lagouanelle^{1,2}, Charles Boulitrop¹, Lionel Pichon¹, Fabio Freschi² and Marc Lambert¹

¹ Group of electrical engineering - Paris, UMR CNRS 8507, CentraleSupélec, Université Paris-Saclay, Sorbonne Université, 3 & 11 rue Joliot-Curie, Plateau de Moulon 91192 Gif-sur-Yvette, France

² Dipartimento Energia, Politecnico di Torino, 10129 Torino, Italy

Keywords: Metamodeling, Optimization methods, Wireless power transmission;

Mot-clés: Meta-modélisation, Optimisation, Transfert d'énergie sans contact.

Abstract/Résumé

This paper shows the useful combination of a gradient-based particle swarm optimization (GPSO) method with a metamodeling process in order to save computation time for the design of a Wireless Power Transfer (WPT) system for automotive applications. The goal of this analysis has been to investigate new configurations for 3F3 ferrite cores in an existing WPT system regarding both the coupling factor and the ferrite volumes. An innovative gradient-based multi-objective optimization method has been coupled to an adaptive sampling algorithm for Polynomial-Chaos Kriging (PCK) metamodeling.

Cet article vise à montrer l'utilisation de la meta-modélisation pour l'optimisation par essais particulières avec gradient (GPSO). Le but est d'économiser du temps de calcul pour le design optimal d'un système de transfert de puissance sans contact pour la recharge inductive des véhicules électriques. En partant d'un modèle partiellement optimisé, la configuration des ferrites 3F3 a été analysée en fonction du facteur de couplage et du coût de construction (proportionnel au volume de ferrites utilisé). L'optimisation multi-objectifs par GPSO a été couplée à un algorithme adaptatif pour le calcul d'un métamodèle Polynôme Chaos-Krigeage.

1 Introduction

Metamodels have been initially developed to perform sensitivity analysis at a low computation cost. They are widely used for various modeling applications, and are especially handy for trade-off optimization problems on complex computational models. The main interest of using an accurate metamodel for optimization is its direct analytical expression which can be called instead of the real model for computing many datapoints. In the field of electromagnetics, many metamodel-based optimization have already been developed such as Kriging-based optimization [1] or PCE-based optimization [2]. The novelty of the metamodel-based optimization presented here consists in extracting the gradient of the cost function directly from its analytical expression. Indeed, instead of calling the PCK predictor during the optimization process, the gradient is directly computed from the meta-parameters, thus, saving a lot of computation time in the case of complex high-dimensional models. The work aims at investigating new configurations for the design of 3F3 ferrite cores on an available WPT system [3] which had not been done before.

2 Optimization problem

2.1 Optimization method

The considered surrogate model consists in a combination of a Polynomial Chaos Expansion (PCE) and a Gaussian process (Kriging) : a Polynomial-Chaos Kriging (PCK) metamodel. An accurate predictor can be computed from a given parameter space using a previously developed active learning algorithm, which combines PCK with an adaptive sequential sampling method based on the quad-tree algorithm [4]

The optimization is performed by the Gradient Particle Swarm Optimization (GPSO) which adds a local gradient-based term to the motion equation of particles in the PSO optimization [5]. The gradient computation is usually a heavy burden but thanks to the PCK predictor it can be performed easily. Indeed, the main advantage of using a PCE-based metamodel is its direct analytical expression which allows an easy computation of its gradient [6].

2.2 WPT model

The combination of an already developed active learning metamodeling algorithm with the aforementioned GPSO optimization method has been used for finding an optimal design for the 3F3 ferrites of an existing WPT system [3] (see figure 1). Thanks to this fast and accurate optimization method, this problem, never treated before on such a WPT system, could be computed easily. The considered relevant parameters, displayed on table 1, are the (x_f, y_f) position of the ferrite along with its dimensions (w_f, h_f, l_f) . Both ferrites are taken symmetrical regarding (O, y, z) .

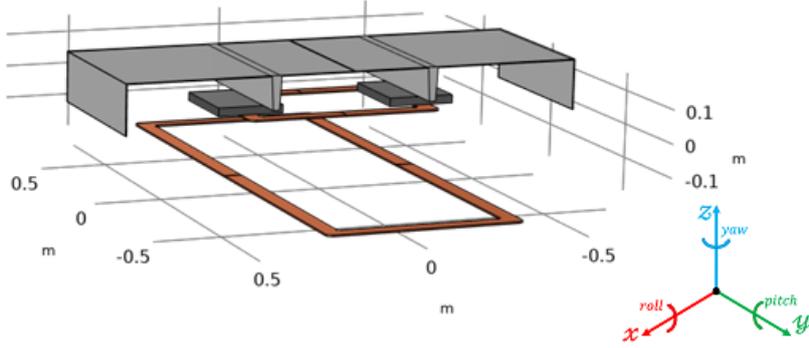


Figure 1: WPT model for the optimisation problem with 3F3 ferrites cores and an optimized shielding structure

The objectives of the geometry optimization are to :

- Maximize: $k = \frac{M}{\sqrt{L_R L_T}}$ the coupling factor between the transmitting coil (self-inductance L_T) and the receiving coil (self-inductance L_R) with M the mutual inductance
- Minimize: $V = w_f \cdot h_f \cdot l_f$ the ferrite volume used in the design

3 Results

3.1 Optimization

A prior global sensitivity analysis and single-objective optimization (maximizing k) has been conducted on the metamodel, built with $n_{samples} = 517$ and a $LOO \simeq 6.907 \cdot 10^{-10}$. The results are displayed on table 1. Due to the low influence of the size parameters on the model regarding the ferrite position, an evident factor simplification has been made with x_f and y_f set to their nominal values for the multi-objective optimization.

Table 1: Optimized parameters for maximizing the coupling factor k with their Sobol' indices ($LOO \simeq 6.907 \cdot 10^{-10}$, $n_{samples} = 517$)

variable	value	S ^T	description
w_f	0.1167 m	$5.856 \cdot 10^{-5}$	ferrite width
h_f	0.0304 m	$7.004 \cdot 10^{-5}$	ferrite height
l_f	0.1760 m	$7.727 \cdot 10^{-5}$	ferrite length
$x_f(\Delta x = 0)$	0.2627 m	0.881	x position of the ferrite
$y_f(\Delta y = 0)$	-0.0049 m	0.161	y position of the ferrite

For the multi-objective optimization on the size parameters only (w_f, h_f, l_f) for the ferrite cores, an accurate metamodel ($n_{samples} = 35$, $LOO \simeq 3.698 \cdot 10^{-5}$) has been built for an unidimensional output : the coupling factor k . The two objectives are to minimize both $1 - k$ and the ferrite volume V . The Pareto front is displayed on figure 2. Due to convexity of the Pareto front, the knee point solution ($k = 0.0950$, $V = 5.806 \cdot 10^{-4} \text{m}^3$, drawn in red on figure 2) has been chosen as the most optimal solution as it minimises the distance to the ideal

point (0,0) for both objectives. The corresponding parameters values and their Sobol' indices are displayed on table 2.

Table 2: Optimized parameters for maximizing the coupling factor k and minimizing the ferrite volume V with their Sobol' indices ($LOO \simeq 3.698 \cdot 10^{-5}$, $n_{samples} = 35$)

variable	value	S ^T	description
w_f	0.246 m	0.876	ferrite width
h_f	0.0102 m	$8.855 \cdot 10^{-3}$	ferrite height
l_f	0.234 m	0.126	ferrite length

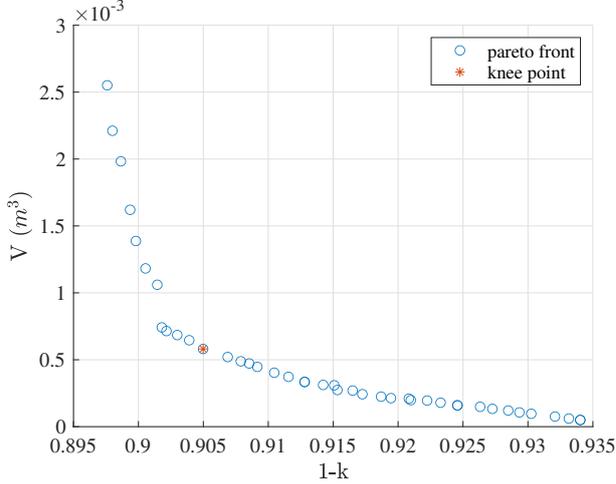


Figure 2: Pareto front for the multi-objective optimization to minimize the ferrite volume V and maximize the coupling factor k

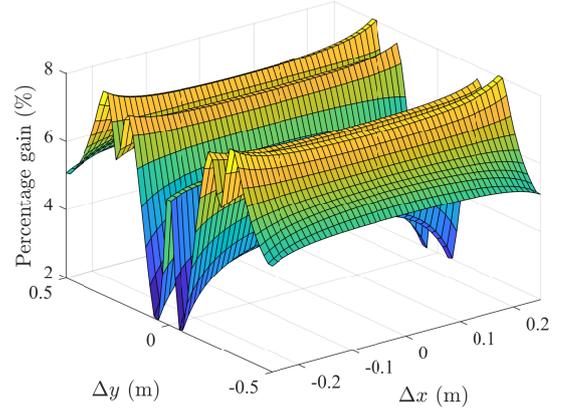


Figure 3: Percentage gain for the coupling factor k with the optimized geometry from the coupling factor with the nominal geometry k_0 against the misalignments Δx and Δy

3.2 Validation

Using the optimized ferrite geometry, for each possible misalignment $(\Delta x, \Delta y)$, the resulting coupling factor $k(\Delta x, \Delta y)$ has been predicted along with its nominal value $k_0(\Delta x, \Delta y)$, using the active learning algorithm with $(\Delta x, \Delta y) \in [-0.25\text{m}, 0.25\text{m}] \otimes [-0.5\text{m}, 0.5\text{m}]$. The gain in percentage $\left(\frac{k - k_0}{k_0}\right)$ from the nominal coupling factor is displayed on figure 3. Over the wide domains of variations of Δx and Δy the percentage gain is ranging from 2% to 8% with an average value of 6.1%. Thanks to the optimization, the cost of 3F3 ferrites can be divided by 2 on a practical system using the optimal set of parameters, while not diminishing, but slightly increasing the WPT coupling factor.

References

- [1] ES Siah et al. "Fast parameter optimization using Kriging metamodeling". In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. Vol. 2. IEEE. 2003, pp. 76–79.
- [2] Yao Pei et al. "Fast Shielding Optimization of an Inductive Power Transfer System for Electric Vehicles". In: *IEEE Access* 10 (2022), pp. 91227–91234.
- [3] Vincenzo Cirimele. "Design and Integration of a Dynamic IPT System for Automotive Applications". Thèse de doctorat Génie électrique Politecnico di Torino 2017. PhD thesis. Université Paris-Saclay, Politecnico di Torino, 2017.
- [4] Paul Lagouanelle et al. "Sensitivity analysis in dynamic WPT systems based on non-intrusive stochastic methods". In: *SMACD/PRIME 2021; International Conference on SMACD and 16th Conference on PRIME*. VDE. 2021, pp. 1–4.
- [5] Charles Boulitrop, Marc Lambert, and Sándor Bilicz. "A gradient-improved particle swarm optimizer using surrogate modeling". In: *25th International Workshop on Electromagnetic Non-Destructive Evaluation (ENDE 2022)*. Budapest, Hongrie, June 13–15, 2022, 2 pages.
- [6] B. Sudret and C.V. Mai. "Computing derivative-based global sensitivity measures using polynomial chaos expansions". In: *Reliability Engineering & System Safety* 134 (2015), pp. 241–250. ISSN: 0951-8320.

Une méthode de simulation adaptée pour la modélisation France entière de l'exposition aux ondes radioélectriques

A Simulation Method Suited for the Whole French Territory Electromagnetic Waves Exposure

N. Noé¹, J.B. Dufour², I. Sefsouf³, N. Bounoua², E. Conil³, J.B. Agnani³, and S. Carré¹

¹Centre Scientifique et Technique du Bâtiment, Nantes, nicolas.noé@cstb.fr

²Geomod, Saint-Didier-au-Mont-d'Or, jean-benoit.dufour@geomod.fr

³Agence nationale des fréquences, Maisons-Alfort, ilham.sefsouf@anfr.fr

Mots clés Exposition aux ondes, Téléphonie mobile, Simulation numérique

Keywords EMF exposure, mobile telephony, numerical simulation

Résumé / Abstract

Dans le cadre de son plan de surveillance de l'exposition du public aux ondes, l'Agence nationale des fréquences réalise, en collaboration avec le Ministère de la Transition écologique et de la Cohésion des territoires, le Centre Scientifique et Technique du Bâtiment et Geomod, une modélisation numérique des niveaux d'exposition aux ondes électromagnétiques émises par les antennes relais de téléphonie mobile à l'échelle du territoire national. Cette modélisation nécessite la mise en œuvre d'une méthode de calcul spécifique. La méthode présentée ici permet de restituer un niveau d'exposition en tout lieu (à l'extérieur et à l'intérieur des bâtiments) tout en conservant des temps de calcul compatibles avec les contraintes opérationnelles. La méthode est basée sur une approche à rayons combinée 2,5D et 3D et sur la prise en compte de zones de calcul dépendant des caractéristiques d'émission des antennes. La méthode est aujourd'hui mise en œuvre sur des zones d'expérimentation avant son déploiement complet.

As part of the process for monitoring public exposure to electromagnetic waves, the national frequency Agency is carrying out, in collaboration with the Ministry of Ecological Transition and Territorial Cohesion, the Scientific and Technical Center for Building (CSTB) and Geomod, a numerical modeling of the electromagnetic waves exposure levels emitted by mobile telephony base stations on a national scale. This paper presents a dedicated simulation method for the numerical modeling of the whole French territory exposure to EMF. This method accounts for EMF exposure everywhere (outdoor and inside buildings), while performing fast enough to fulfill operational constraints. The simulation method relies on a ray-based 2.5D and 3D mixed approach that takes into account computation areas depending on the radiated power pattern of the antennas. The method is yet deployed on pilot areas before a full deployment.

1 Contexte et objectif

L'action 8 du 4^{ème} plan national santé environnement (PNSE4 [1]) consiste à maîtriser l'exposition aux ondes électromagnétiques, et en particulier à obtenir des informations sur le niveau de champ électrique généré par les antennes de téléphonie mobile. Dans ce cadre, l'Agence nationale des fréquences (ANFR) réalise, avec le Ministère de la Transition Écologique et de la Cohésion des territoires, le Centre Scientifique et Technique du Bâtiment (CSTB) et Geomod, une modélisation numérique des niveaux d'exposition aux ondes électromagnétiques émises par les antennes relais de téléphonie mobile à l'échelle du territoire national.

Une des particularités est donc le grand volume de calcul à considérer. En effet, jusqu'à présent les simulations d'exposition étaient essentiellement réalisées dans l'environnement très proche des antennes. Par exemple pour le respect des normes sanitaires ou dans le cadre de réglementations locales : dossiers d'information mairie [2] lors de l'implantation d'une nouvelle antenne en France, permis d'environnement dans la région de Bruxelles Capitale en Belgique [3] par exemple. En ce qui concerne les calculs de couverture, ils couvrent eux des zones étendues, mais avec une faible résolution spatiale. L'objectif est donc ici d'avoir à la fois un niveau d'exposition en tout point, tout en ayant une bonne connaissance spatiale des niveaux proches des antennes.

2 Mise en œuvre

L'objectif présenté, ainsi que la nécessité de produire cette cartographie en un temps raisonnable et de pouvoir la mettre à jour sur une base régulière, demandent donc une méthode de calcul adaptée. La méthode développée consiste à traiter les calculs station de base par station de base, avant de procéder à une agrégation des résultats pour obtenir un niveau d'exposition global en tout point.

2.1 Données d'entrée

Les antennes sont issues de la base STATIONS de l'ANFR (base de données interne de l'ANFR, sur la base de données saisies par les opérateurs). Du point de vue calcul, une antenne correspond à une position 3D et à une orientation (azimut et tilt mécanique). Chaque antenne est composée d'un certain nombre d'émetteurs (pour les différentes technologies et bandes de fréquences). Chaque émetteur possède une PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente) et un diagramme de rayonnement en champ lointain (incluant le tilt électrique), généralement composé de deux coupes (une dans le plan horizontal, une dans le plan vertical) à partir desquelles un diagramme de rayonnement en 3D est recomposé (voir Figure 1).

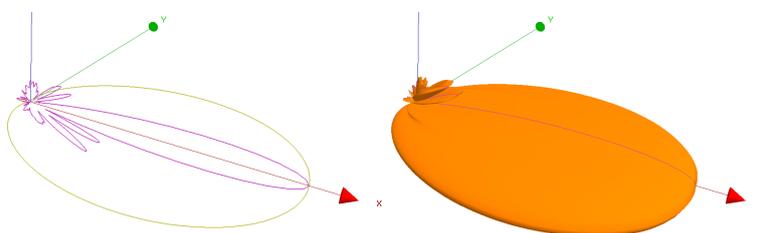


FIGURE 1 : Diagramme de rayonnement d'une antenne (en linéaire) : à gauche coupe horizontale et verticale (données d'entrée), à droite diagramme 3D recomposé pour la simulation

Le modèle géométrique (voir Figure 2) est principalement issu de la BDTOPO de l'IGN. Dans ce cas il s'agit de bâtiments en 2,5D, c'est-à-dire un polygone représentant le contour de toit et une hauteur, mais pas de forme de toiture précise. Cependant on peut aussi prendre en compte des modèles avec des descriptions plus précises, en particulier des formes de toitures, aucune hypothèse n'étant faite sur la modélisation des bâtiments, qui peut être en vraie 3D. Le terrain est lui aussi issu des bases de données de l'IGN.

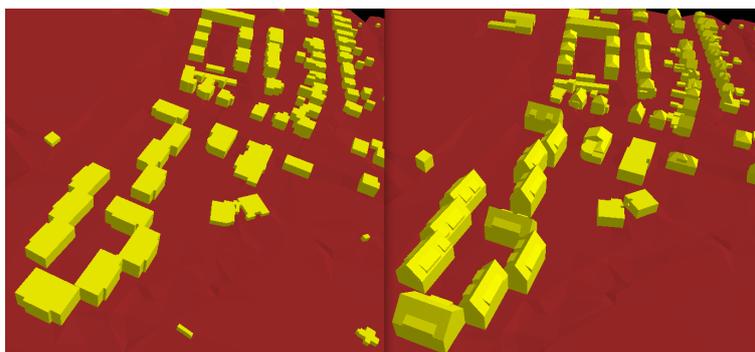


FIGURE 2 : Extrait du modèle géométrique utilisé pour les simulations : BDTOPO IGN (à gauche), maquette 3D Eurométropole de Strasbourg (à droite) avec toitures détaillées

2.2 Pré-traitement

2.2.1 Zone de calcul

Tout d'abord une méthode heuristique (modèle de Hata étendu [4]), prenant en compte la typologie d'environnement (rural, urbain, ...) ainsi que la puissance et les diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal des antennes est

utilisée pour déterminer la zone de calcul autour de la station de base, en fonction d'un seuil de niveau d'exposition minimal comme illustré sur la Figure 3. Cette approche permet de s'affranchir d'un paramètre type "distance de propagation maximale" et d'avoir un comportement homogène pour des simulations sur des antennes de puissances hétérogènes.

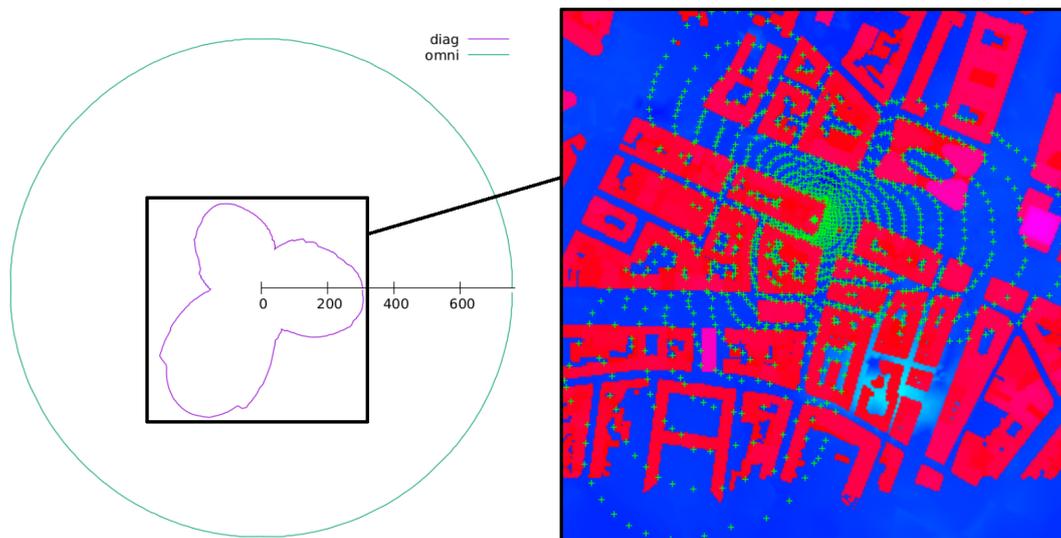


FIGURE 3 : Détermination de la zone de calcul autour d'une station de base composée de trois antennes avec trois azimuts (à gauche) et récepteurs de calcul au sol (croix vertes) dans la zone (à droite)

2.2.2 Modèle de calcul

Une fois la zone de calcul déterminée, on extrait des bases de données géographique le sol (sous la forme d'une triangulation) et les bâtiments (sous la forme de polygones en 3D) couvrant la zone. La zone de calcul est alors peuplée de points de calcul, au sol et en façade des bâtiments. La densité des points de calculs est adaptée en fonction de la distance à l'antenne (voir Figure 3). Les récepteurs en façade sont créés sous la forme de colonnes verticales de plusieurs points à la même position horizontale, mais avec plusieurs hauteurs. Loin de l'antenne, on ne crée qu'un seul récepteur par façade des bâtiments, et dans le cas de maisons individuelles de faible hauteur, on ne crée alors qu'un seul récepteur sur le dessus du bâtiment.

Cette réduction des points de calcul vise à accélérer les calculs, mais la méthode présentée ici est générale et ne repose pas sur ce maillage adaptatif pour fonctionner.

2.3 Calculs géométriques

Les calculs sont réalisés avec une approche de type lancer de rayons, pour déterminer les chemins de propagation (par réflexion et diffraction par les obstacles) entre les antennes et les points de calcul. Cette approche est bien adaptée à la gamme de fréquences de la téléphonie mobile (700 MHz - 3,5 GHz, soit des longueurs d'onde entre 43cm et 8cm) et au niveau de détail des modèles géométriques (de l'ordre du mètre). Chaque calcul est réalisé en deux étapes, l'une en vraie 3D, l'autre en 2,5D.

2.3.1 Calcul géométrique en vraie 3D

Dans une zone circulaire proche horizontalement de l'antenne (typiquement 200 mètres), on réalise un calcul en vraie 3D (voir Figure 4, extrait du modèle de la Figure 3), prenant en compte la réflexion et la diffraction par les façades, les toitures et le sol. La méthode utilisée est celle d'un lancer de faisceaux adaptatif en 3D [6]. Les calculs sont généralement limités à deux réflexions par les obstacles.

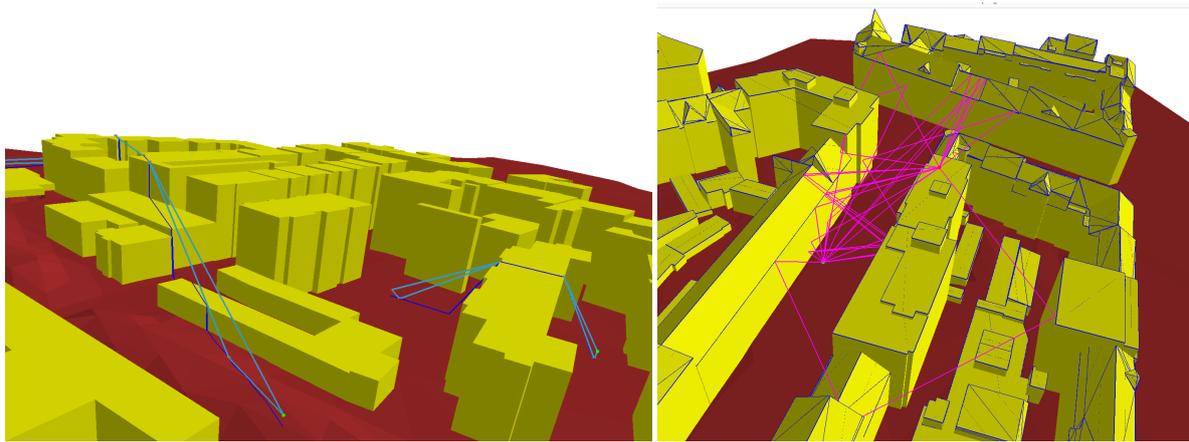


FIGURE 4 : À gauche : exemples de trajets calculés en 2,5D (profil de terrain en bleu foncé, trajets 3D obtenus avec réflexions de sol en bleu clair). À droite : exemples de trajets calculés en 3D.

2.3.2 Calcul géométrique en 2,5D

On calcule ensuite en 2,5D sur toute la zone. On détermine, pour chaque récepteur de calcul de la zone, un chemin de propagation principal vu dans le plan horizontal, en trouvant la coupe de terrain et bâti le long de ce chemin. Ce chemin de propagation est alors transformé en chemins 3D, faisant apparaître des diffractions par le dessus des bâtiments et / ou par le sol. On ajoute ensuite les réflexions sur le sol (dans des plans perpendiculaires à la coupe de terrain), comme illustré sur la Figure 4. Ce calcul 2,5D très rapide est réalisé sur une zone beaucoup étendue.

2.3.3 Agrégation des calculs 3D et 2,5D

Les deux calculs sont enfin agrégés, en s'assurant que dans la zone circulaire proche de l'antenne, on ne compte pas plusieurs fois les mêmes contributions (issues du calcul 3D et du calcul 2,5D). On se base pour cela sur le type d'interaction (réflexion, diffraction, ...) et les obstacles rencontrés. Pour chaque paire antenne - récepteur, on stocke aussi la différence de marche entre le trajet principal et le trajet réfléchi au sol avec le niveau le plus fort. Cette information sera utilisée ultérieurement pour le calcul du champ en tout point de l'espace.

2.4 Calculs physiques

On calcule alors pour chaque chemin de propagation 3D (quel que soit la source du calcul géométrique : 2,5D ou 3D) et pour chaque émetteur, le champ électrique vectoriel au point de réception, en prenant en compte le diagramme de rayonnement, la polarisation et les coefficients de réflexion et de diffraction par les obstacles. Le modèle physique de diffraction utilisé prend en compte les diffractions successives, qu'elles soient entre des obstacles disjoints ou sous la forme d'ondes rampantes, sans limitation du nombre de diffractions (de façon à avoir du niveau partout sur la zone de calcul).

On retient une approche globale des caractéristiques des matériaux (un unique matériau pour le sol, un unique matériau pour les bâtiments) pour chaque simulation. On peut noter que pour les fréquences considérées, le comportement en réflexion des matériaux de construction (béton, bois, brique, ...) n'est pas extrêmement différent et donc que l'influence est limitée.

Le champ électrique est calculé au sol et aussi à l'intérieur des bâtiments (après la première façade) en utilisant un modèle de transmission heuristique (issu du COST 231 [7]) prenant en compte l'angle d'incidence des ondes sur la façade. La encore on utilise un unique matériau de façade pour cette transmission.

Pour chaque émetteur, le calcul est réalisé sur un échantillonnage spectral de sa bande d'émission (une dizaine de fréquences par bande), et une fois toutes les contributions vectorielles complexes sommées, un moyennage quadratique sur la bande est réalisé pour obtenir une seule valeur de champ électrique réelle dans la bande.

2.5 Post-traitements

Plusieurs post-traitements sont réalisés afin d'améliorer la qualité des résultats.

2.5.1 Recherche des points chauds et lissage

On rappelle que l'objectif est d'avoir une méthode de simulation qui permet d'estimer le niveau de champ électrique partout mais aussi de pouvoir estimer les niveaux forts, à proximité des antennes. Il est important de noter que la variabilité spatiale du champ électrique, en particulier verticalement et en face de l'antenne, est très importante. Le choix des points de calcul fait donc que d'un calcul à l'autre le maximum de champ électrique pourra varier. Pour éviter ce problème, dans le cas d'une visibilité directe entre l'antenne et un récepteur, on ajoute automatiquement un nouveau point de calcul se situant dans le faisceau principal, à la valeur maximum théorique.

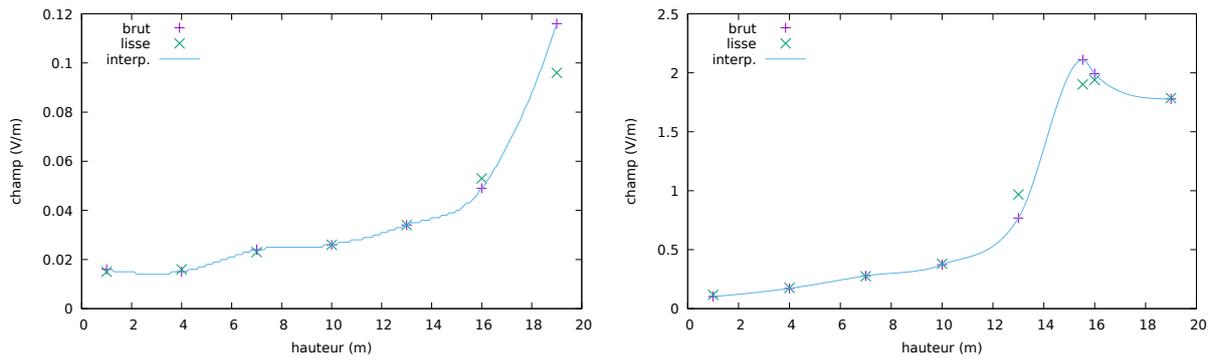


FIGURE 5 : Champ électrique simulé (violet) avec éventuel point de champ maximum ajouté, champ électrique interpolé sur une verticale (bleu) et champ restitué lissé sur 1,5m (vert)

On peut voir sur la Figure 5 les croix violettes régulièrement espacées représentant les points de calcul en façade sur deux verticales. Dans le cas de la courbe de droite, exposée directement, un point supplémentaire à environ 15,5m de hauteur a été rajouté au cours du calcul et représente donc le maximum. Une interpolation cubique positive permet ensuite de trouver la valeur de champ à n'importe quelle hauteur (courbe bleue).

Afin de ne pas surestimer le niveau de ces points chauds simulés par rapport à une mesure d'exposition qui serait réalisée selon un protocole type ANFR, on applique un lissage sur une hauteur de 1,5m avant de restituer le champ électrique final, qui correspond ici aux croix vertes.

2.5.2 Interpolation du champ

Afin de restituer une carte au sol réaliste à partir d'un nombre de points limités et potentiellement espacés d'un grand nombre de longueurs d'onde, on utilise la différence de marche obtenue lors du calcul géométrique pour procéder à une interpolation spatiale des niveaux de champ. On dispose de résultats de calculs sous la forme d'un ensemble de paires de champ électrique généré par un émetteur (réel noté E , en V/m) et de différence de marche (réel noté d , en m) : $\{(E_i, d_i)\}$ pour $i \in \{1, 2, \dots, n\}$. Chacune de ces paires est associée à un point de calcul. On souhaite faire l'interpolation du champ en un autre point, et on associe donc à chaque point de calcul i un poids relatif ω_i (par exemple coordonnée barycentrique dans un triangle), tel que $\sum_{i=1}^n \omega_i = 1$. On calcule alors le champ interpolé selon la formule :

$$E = \left(\sum_{i=1}^n \omega_i \frac{E_i}{\sqrt{1 + 2R \cos(k d_i) + R^2}} \right) \sqrt{1 + 2R \cos \left(k \sum_{i=1}^n w_i d_i \right) + R^2} \quad (1)$$

Où k est le nombre d'onde (à la fréquence centrale de la bande d'émission de l'émetteur) et R le coefficient de réflexion en champ diffus par le sol. L'effet de cette interpolation est illustré sur la Figure 6 pour un émetteur omni à 2100MHz situé 10m au dessus d'un sol plan, avec une ligne de récepteurs horizontale, à 1,5m de hauteur et passant à la verticale de l'émetteur. On regarde le champ obtenu pour une distance horizontale de 0 à 100m sur la

ligne de réception, avec un point de calcul tous les 10m (représentés par des croix vertes). Ce champ est la somme du champ direct et du champ réfléchi par le sol avec un coefficient de réflexion en champ de 50%. La solution théorique est donnée en violet, et la solution interpolée en bleu. On constate que l'interpolation avec la différence de marche permet de reproduire des effets d'interférences plus réalistes qu'une interpolation du champ uniquement (ligne verte).

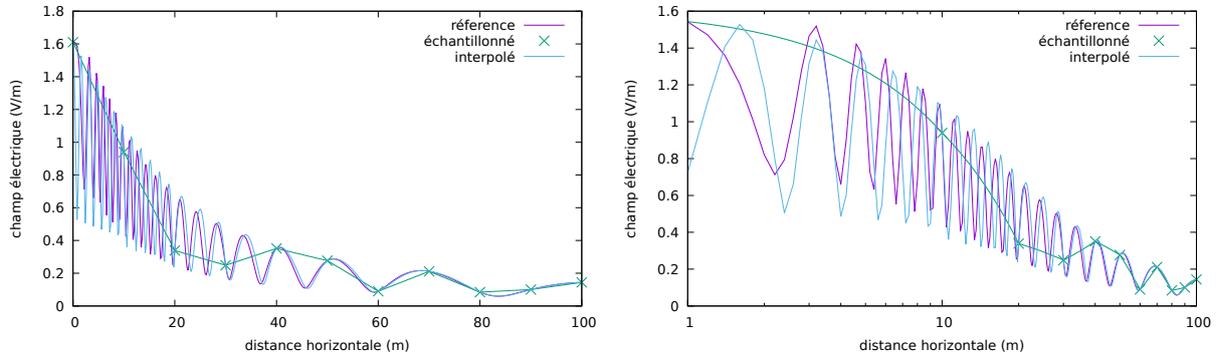


FIGURE 6 : Effet de l'interpolation sur la variation spatiale du niveau de champ électrique

Puisqu'on est capable de calculer le champ partout dans l'espace, il devient alors possible de recomposer des niveaux d'exposition cumulés, pour toutes les antennes. Ces niveaux sont restitués dans des dalles géographiques avec une précision spatiale de 2 mètres.

3 Résultats et conclusions

3.1 Performances des calculs

On compare ici les performances entre la méthode de calcul originale utilisée par le logiciel MithraREM (pour l'étude COMOP / COPIC sur la diminution de l'exposition aux ondes électromagnétiques émises par les antennes relais de téléphonie mobile, [8]) et la nouvelle méthode de calcul. Le cas test est composé d'une antenne (avec 7 émetteurs), de 18199 points au sol et 28077 points en façade.

Pour la méthode originale de MithraREM, les paramètres de calcul sont d , la distance de propagation maximale horizontale, utilisée pour le calcul de tous les trajets. Pour la nouvelle méthode, les paramètres de calcul sont $d_2 = d$ (le rayon de la zone de calcul complète) et d_3 (le rayon de la zone de calcul en vraie 3D). Dans les deux méthodes, on appelle r le nombre de réflexions (par les bâtiments). On compare les durées de calcul, les taux d'occupation mémoire (mémoire totale de 16 Go) et le nombre de trajets trouvés par les deux méthodes sur la Table 1.

calcul MithraREM				calcul PNSE4				
d	r	durée	mémoire	d_2	d_3	r	durée	mémoire
600	0	16s	-	600	150	0	9s	-
600	1	39s	3,6%	600	150	1	11s	1,2% ^s
1200	0	69s	6,4%	1200	200	0	41s	0,8% ^s
1200	1	213s	-	1200	200	1	45s	-

TABLE 1 : Analyse des performances de calcul

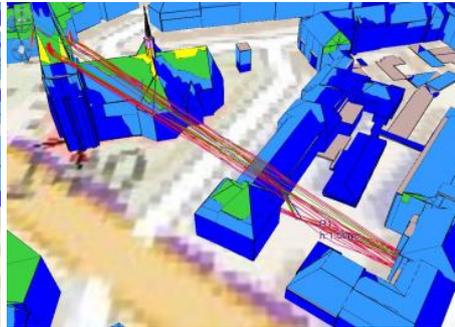
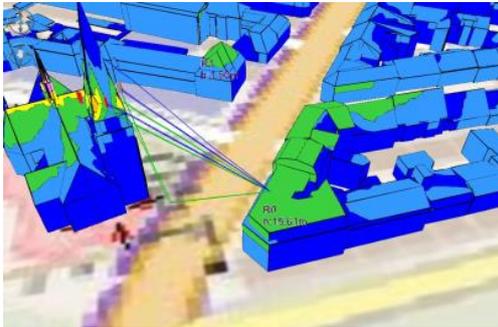
0 réflexion, 46k trajets 2D, 560k trajets 3D, 27s 1 réflexion, 451k trajets 2D, 1440k trajets 3D, 71s

Le nombre de chemins de propagation trouvé par les deux méthodes de calcul est quasi-identique. Pour une situation strictement équivalente ($r = 0$) la nouvelle méthode est 2 à 4 fois plus rapide, et c'est aussi le cas en situation opérationnelle ($r = 1$). En ce qui concerne l'occupation mémoire la nouvelle méthode est aussi 3 fois moins gourmande.

Étant donné que l'on travaille station par station, la parallélisation naturelle des calculs se fait en affectant une station à un cœur de calcul, donc ce gain en occupation mémoire permet d'utiliser à pleine charge les machines de calcul.

3.2 Résultats de simulation

Des résultats partiels mais non définitifs ont été obtenus sur des zones de démonstration (Paris et Strasbourg). On peut voir sur la Figure 7 des chemins de propagation en 3D et des niveaux d'exposition en façade.



Maquette 3D :
Eurométropole
de Strasbourg

FIGURE 7 : Exemple de calcul d'exposition et des trajets (illustration basée sur des données fictives)

La Figure 8 présente une carte d'exposition au sol avec la palette de couleurs retenue pour le PNSE4.

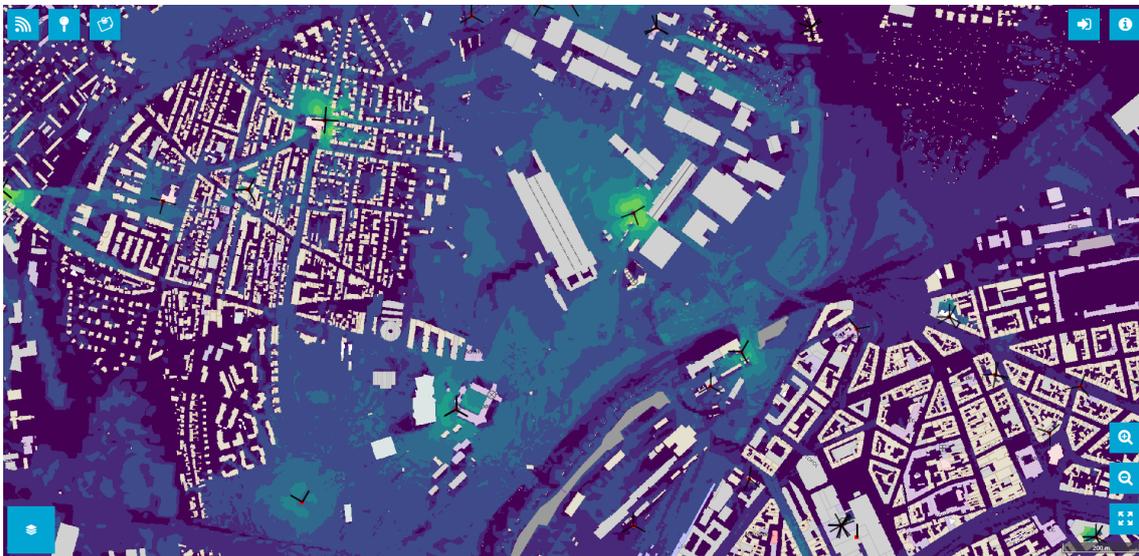


FIGURE 8 : Exemple de calcul de carte d'exposition au sol

3.3 Suite des travaux

La méthode de calcul de l'exposition présentée ici permet aujourd'hui de traiter de manière adaptée des simulations de l'exposition aux ondes générées par les antennes de téléphonie mobile en vue du calcul d'une cartographie France entière. Par rapport à la méthode utilisée jusqu'à présent, les calculs sont plus rapides, plus adaptés (c'est un seuil de niveau de champ qui permet de déterminer la zone et non plus des paramètres de calcul figés) et permettent dans le futur de traiter des modèles de villes plus précis.

Un des enjeux cruciaux pour obtenir des résultats de simulation de qualité sera le positionnement des antennes dans l'environnement.

Références bibliographiques

- [1] <https://solidarites-sante.gouv.fr/IMGpdf/pnse4.pdf>
- [2] <https://www.anfr.fr/maitriser/information-du-public/role-des-maires>
- [3] <https://environnement.brussels/pro/reglementation/controles-et-amendes/comment-les-normes-dexposition-aux-ondes-sont-elles-controlees>
- [4] Rapport UIT-R SM.2028-2, “Méthode de simulation de Monte Carlo à utiliser pour les études de partage et de compatibilité entre différents services ou systèmes radioélectriques”, section 6 (2017)
- [5] N. Noé, F. Gaudaire, M. Diarra Bousso Lo, “Estimating and Reducing Uncertainties in Ray-Tracing Techniques for Electromagnetic Field Exposure in Urban Areas”, IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (2013)
- [6] N. Noé, F. Gaudaire, P. Jean, M. Vermet, “A General Ray-Tracing Solution to Reflection on Curved Surfaces and Diffraction by their Bounding Edges”, ICTCA 9th convention (2009)
- [7] Commission européenne et Direction générale de la société de l’information et des médias, “COST Action 231 : Digital mobile radio towards future generation systems : Final Report” (1999)
- [8] F. Gaudaire, N. Noé, J.B. Dufour, R. De Dèze, “Analyse conjointe de l’exposition des populations et de la couverture radio des réseaux de téléphonie mobile GSM et UMTS”, *journées URSI France* (2012)

Campagne nationale de mesure pour l'étude de la contribution de la 5G à l'exposition du public aux ondes électromagnétiques *National measurement campaign to study the 5G contribution to public exposure to electromagnetic waves*

Lydia Sefsouf¹, Emmanuelle Conil¹, Jean-Benoît Agnani¹

¹Agence Nationale des fréquences (ANFR), Maisons-Alfort, France, lydia.sefsouf@anfr.fr,
emmanuelle.conil@anfr.fr, jean-benoit.agnani@anfr.fr

Mots clés : Expositions aux ondes électromagnétiques, 5G, Surveillance de l'exposition
Keywords: Exposure to EMF, 5G, Exposure Monitoring

Résumé

Dans le cadre de ses missions de surveillance de l'exposition du public aux ondes électromagnétiques, l'Agence nationale des fréquences (ANFR) a lancé un vaste programme de mesures sur près de 2 000 sites pour évaluer l'exposition à la suite du déploiement de la nouvelle technologie mobile 5G dès fin 2020. Pour chaque site identifié dans le programme, une mesure initiale est réalisée avant le rajout de la 5G sur ces sites, une deuxième et troisième mesure sont réalisées à environ 4 mois et 8 mois de mise en service dans le but de suivre l'évolution de l'exposition en fonction du déploiement opérationnel et de l'accroissement du trafic. Les mesures sont réalisées selon le protocole de l'ANFR référencé au Journal Officiel, constituant le texte de référence des laboratoires accrédités qui réalisent des mesures sur le terrain (E in situ). En complément des mesures d'exposition globale et détaillées en fréquences, des mesures spécifiques ont été effectuées en téléchargeant un fichier de 1 Go sur la bande 3 500 MHz. Ce mode opératoire permet de générer artificiellement un trafic supplémentaire correspondant à l'indicateur d'exposition proposé par l'ANFR pour les antennes à faisceaux orientables et permet d'estimer le niveau d'exposition local qui serait statistiquement atteint à terme en 5G.

Abstract

As part of its missions to monitor public exposure to electromagnetic waves, the French national frequency agency (ANFR) has launched an extensive measurement program at nearly 2 000 sites to assess exposure following the deployment of the new 5G mobile technology starting in late 2020. For each site identified in the program, an initial measurement is performed before the addition of 5G on these sites, a second and third measurement are performed at about 4 months and 8 months of operation in order to monitor the evolution of exposure according to the operational deployment and traffic growth. The measurements are carried out according to the ANFR protocol referenced in the French official journal, which is the reference text for accredited laboratories that carry out field measurements (E in situ). In addition to the global and detailed frequency exposure measurements, specific measurements were performed by downloading a 1 GB file on the 3 500 MHz band. This procedure allows to artificially generate additional traffic corresponding to the exposure indicator proposed by ANFR for steerable beam antennas and allows to estimate the local exposure level that would be statistically reached in the long term in 5G.

1 Introduction

5G is now being deployed in mainland France on several frequency bands, the so-called low frequency bands 700 MHz and 2100 MHz, which have been used for many years by previous generation mobile phone networks (3G and 4G), and the new 3500 MHz band, which offers a wider bandwidth for higher data rates.

The French frequency agency (ANFR) ensures compliance with the limit values for public exposure to electromagnetic waves set by decree [1]. To this end, it develops and updates the exposure measurement protocol. As part of its mission to monitor public exposure, the ANFR has launched a vast program of in situ electric field measurements to characterize the influence of 5G on exposure levels. This vast program covered nearly 2 000 radio sites throughout metropolitan France. Three phases were carried out from the end of 2020 to the end of 2021 on sites identified to host 5G: an initial measurement before the arrival of 5G on these sites (phase 1), a second measurement carried out about 4 months after the start of service (phase 2) and finally a third measurement at an interval of about 8 months (phase 3). This campaign continued in 2022 with 2 additional phases.

This paper will focus on the results through the end of 2021 of the 5G sites operating in the 3 500 MHz band.

2 Measurement protocol and locations

2.1 Measurement protocol

The current ANFR version 4 measurement protocol was used [2]. Since 2001, ANFR is in charge of defining and updating in situ measurement protocol to check if RF general public exposure levels are in compliance with French exposure limits. The ANFR protocol is referenced in the French official journal [3] and used by ISO IEC 17025 [4] accredited laboratories. It is in line with international EN IEC 62232 [5] standard section 6.3 “Evaluation processes for in-situ RF exposure assessment”.

A global measurement of the exposure is made with the broadband probe (case A). A detailed measurement (case B) can then be carried out to specify the exposure for each frequency band and for each operator. In the framework of this campaign, case B was not systematically carried out on each measurement point. During the second phase of measurements in 2021, it was carried out, for the most part, only for points where the global level was greater than or equal to 2 V/m.

Case A takes into account all significant radio sources and frequencies between 100 kHz and 6 GHz. It is based on the use of a broadband probe. This probe has a sensitivity of 0.38 V/m. Case B involves the use of a spectrum analyzer and provides a detailed measurement of each exposure contribution in this same frequency range. The spectrum analyzer has a minimum sensitivity of 0.05 V/m, depending on the frequency bands. It should also be remembered that, according to the ANFR protocol, emissions are only considered significant if their level is at least 0.3 V/m.

All measurements were performed outdoors and during the day, in direct view of the main lobe of the antennas and at a distance of about 100 m. Figure 1 shows a typical configuration of this campaign.



Figure 1 : Typical configuration of measurement

With current uses on the technologies deployed previously (2G, 3G and 4G), the level measured with the broadband probe (case A) during the day, regardless of the time of day, is a good indicator of exposure, generally close to the level observed by making continuous measurements averaged over six minutes: the amplitude of variations during the day observed in the studies is generally low, less than 30%. However, with the 5G steerable beam antennas, greater spatial and temporal variability is expected, this is why the level measured with a broadband probe at any one time may no longer be a good indicator of exposure. The exposure level will strongly depend on the usage, and in particular on the data request made by the terminal. For this purpose, the ANFR proposed in [6] a new indicator, based on a foreseeable use of 5G. This consists in sending in a given direction 1 GB of data every 6 minutes. Assuming an average data rate of 500 Mbps, the antenna will only transmit in the given direction for about 15 seconds out of the 6 minutes (about 4% of the time).

At the beginning of a new technology deployment, its load is low, especially because few users have the appropriate terminals and subscriptions. Thus, at the launch of 5G in the 3.4 - 3.8 GHz band used exclusively for 5G, the levels measured were very low, as expected, because the 5G network would be very lightly loaded. In order to measure an exposure level which may be more representative of that eventually generated by 5G in the long time, the ANFR opted to voluntarily solicit the 5G antennas by downloading a 1 GB file to consider a realistic antenna load in accordance with the assumptions taken for the definition of the exposure indicator described above.

The measurement consists in performing two evaluations: when the network is not voluntarily solicited and when it is solicited by a mobile by downloading a 1 GB file from a server by ensuring that the server's performance

allows for the expected 5G speeds (on average 500 Mbps) at the measurement point. It is also necessary to ensure that the download is performed on the 3 500 MHz band.

It is worth noting that the RMS electric field level averaged over 6 minutes without network solicitation can be evaluated over a period of under 6 minutes as long as the averaged RMS value is stable. The RMS electric field level averaged over 6 minutes can then be evaluated from the measurement averaged over the duration of the download according to the following equation:

$$E_{estim_6min} = \sqrt{\left(\frac{T_t}{360}\right) \times E_{at}^2 + \left(1 - \frac{T_t}{360}\right) \times E_{st}^2} \quad (1)$$

Where:

E_{estim_6min} : Field strength in V/m averaged over 6 minutes

T_t : Duration in seconds of the 1 GB file download

E_{at} : Average field strength in V/m measured during the download time

E_{st} : Average field strength in V/m measured in the absence of artificial network load

2.2 Measurement locations

The distribution of 5G sites in mainland France is shown in Figure 2 (a)¹, 85% of the sites are located in urban areas and 15% in rural areas (Figure 2 (b)). This distribution is close to the proportion of the urban population in the total population in France (80% in urban areas)².

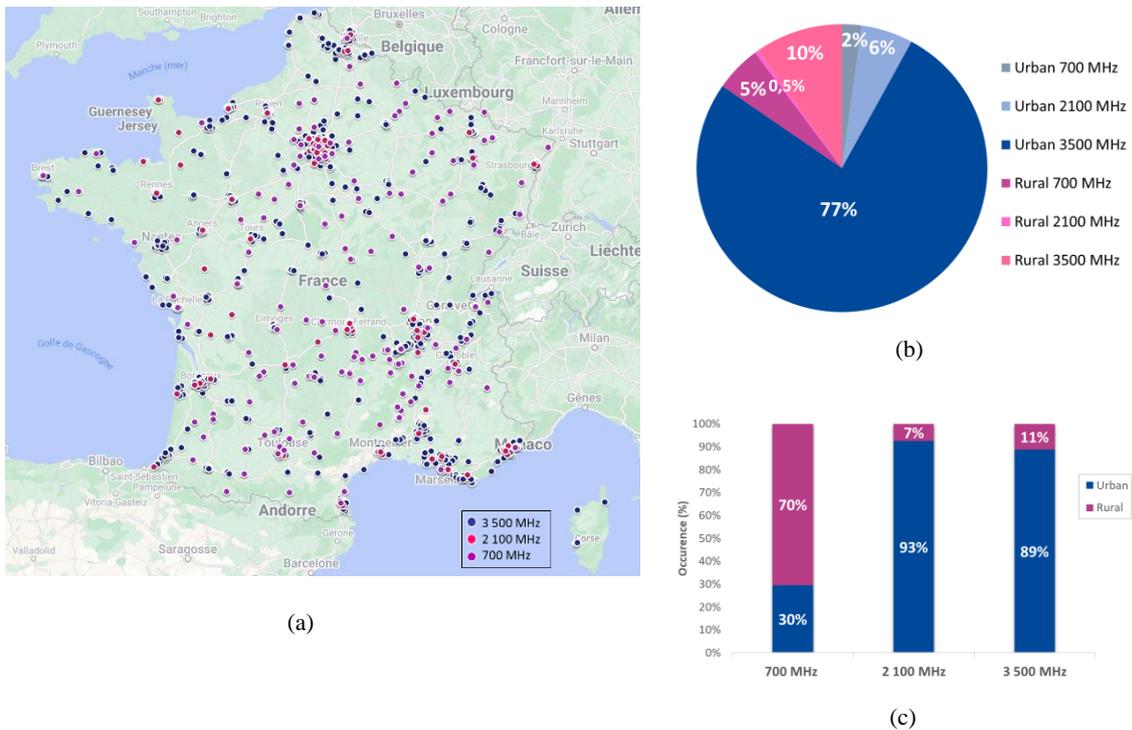


Figure 2 : (a) Geographical distribution, (b) Environment type distribution, (c) Frequency bands distribution

For the remainder of this paper, a measurement performed before the commissioning of 5G will be noted as a "before" measurement representing phase 1, the one performed after about 4 months of commissioning of 5G will be noted as a "after 1" measurement representing phase 2 and the one performed after about 8 months of operational deployment will be noted as a "after 2" measurement which concerns phase 3. A pair of measurements before and after the activation of 5G will be noted "before/after 1" or "before/after 2" depending on the phase of the campaign considered. A trio of measurements representing the 3 phases of the campaign will be noted "before/after 1/after 2".

¹ In 2022, the ANFR continued its program in the DROM-COM with a campaign launched in Reunion Island.

² <https://www.insee.fr/fr/statistiques/4806684>

3 Results

3.1 Analysis of overall exposure levels

The analysis of overall exposure levels (case A) is studied in this section on around 1360 sites hosting 5G on the 3 500 MHz band. Figure 3 (a) shows the distribution of measurements by 1 V/m increments on the overall exposure levels observed before and after the activation of 5G during phases 2 and 3 of the campaign.

These histograms shows that exposure remains steady between Phases 1 and 2. This trend has changed in Phase 3, where an increase is observed. Indeed, it appears from the histograms plotted in Figure 3 (a) that 11% of the points that were in the "from 0 to 1 V/m" range in phase 1 leave this range and move towards the higher ranges because they become more exposed. However, this increase is moderate, as can be seen 83% of the "after 2" measurements remain under than 2 V/m, compared with 88% of the "before" and "after 1" measurements.

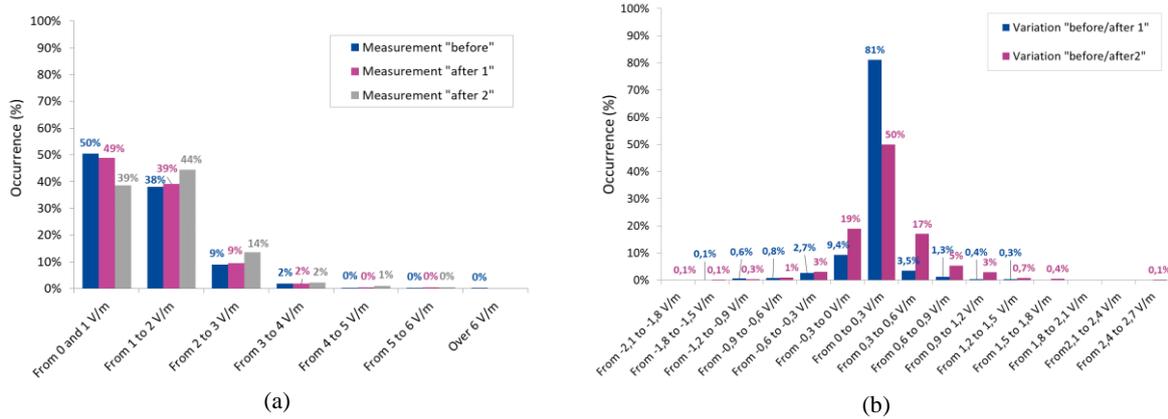


Figure 3 : (a) Distribution of overall exposure levels before and after 5G roll out on 3,6 GHz band; (b) Distribution of differences between overall exposure levels before and after 5G roll out on 3,6 GHz band

Comparison of the statistical parameters shown in Table 1 confirms this first conclusion. The average exposure level is 1.16 V/m for the "before" measurement, 1.17 V/m for the "after 1" measurement and 1.34 V/m for the "after 2" measurement, i.e., an average variation that increases from 0.01 V/m (close to zero) for phase 2 to 0.18 V/m for phase 3.

	Nb measurements	Mean (V/m)	Median (V/m)	Std Deviation (V/m)	Max (V/m)
Overall exposure « before »	1 358	1.16	0.99	0.75	6.19
Overall exposure « after 1 »	1 358	1.17	1.01	0.74	5.41
Overall exposure « after 2 »	1 358	1.34	1.19	0.79	5.83
« before/after 1 » Variation		0.01	0.02	-0.01	-0.78
« before/after 2 » Variation		0.18	0.2	0.04	-0.36

Table 1 : Comparison of overall exposure filed level statics before and after 5g roll out

In order to better characterize the variation between the "before" and "after 1/after 2" measurements, the local variation is studied to observe how the electric field levels are distributed locally (i.e. site by site). For this purpose, the statistical distribution of the differences between the trio of "before/after 1/after 2" measurements is characterized in Figure 3 (b) by histograms of 0.3 V/m increments and modeled by the normal distribution probability density and its cumulative distribution function (CDF) in Figure 4.

The histograms show a greater variation in phase 3 than in phase 2, where in more than 90% of cases, the variation was between -0.3 V/m and 0.3 V/m (non-significant and below the sensitivity of the probe), compared to 69% in phase 3. It is quite clear to observe from probability density and CDF that the distribution of the "before/after 2"

variation is no longer centered on zero as it is for the "before/after 1" variation. It also shows that the 90% and 99% values are larger for the "before/after 2" variations.

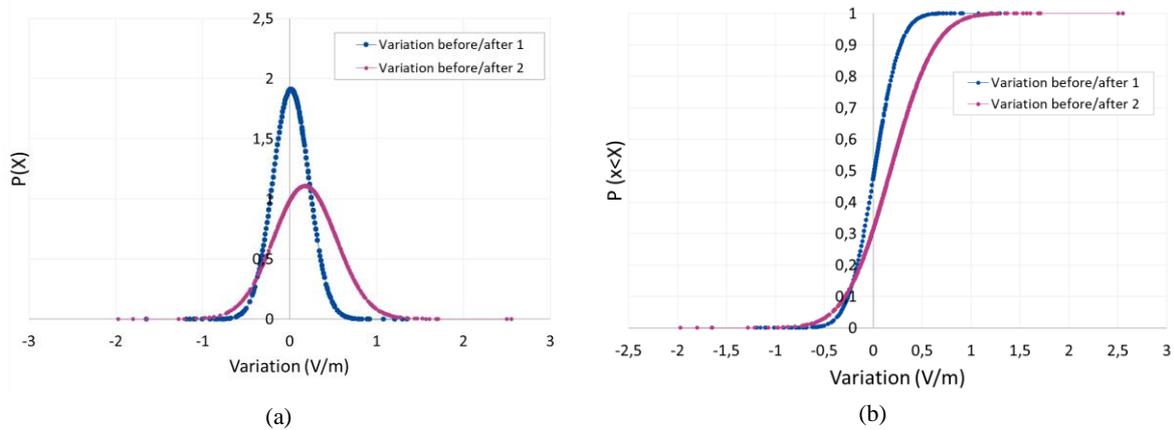


Figure 4: Probability density function (a) and cumulative distribution function (b) of differences between overall exposure levels before and after 5G roll out on 3 500 band

The results conclude that 4 months after the introduction of 5G, there was no significant change in overall exposure compared to before its activation. However, 8 months after the commissioning of 5G, there was an increase compared to before the introduction of 5G, with an average overall exposure value that rose from 1.16 V/m to 1.34 V/m.

It should be further noted that at this stage of the study, it is not possible to identify which frequency band contribute to this increase, as only the global exposure was studied. The detailed frequency measurements (case B) which will be discussed in the next section allow us to obtain a comprehensive exposure evaluation with frequency selective equipment enabling the identification of the sources contributing to the exposure.

3.2 Analysis of the contribution levels of the 3 500 MHz band

In order to analyze this increase more closely, the detailed frequency measurements (case B) will be discussed by isolating the contribution of the telephony service in the 3 500 MHz band but also in the other frequency bands. Among the 1 358 sites analyzed previously, 141 of the most exposed (if at least one measurement has an overall value of 2 V/m) were covered by detailed measurements during phases 2 and 3 of the campaign.

First, the Figure 5 (a) shows the most contributing service to the overall exposure, where it can be seen that the 800 MHz and 900 MHz bands are the main contributors in about 55% of the cases in both phase 2 and phase 3. It appears that the 2100 MHz band becomes the main contributor in 9% of cases in phase 3, where it was at 1% during phase 2. The 3 500 MHz band is not the main contributor in phase 3, so it could not a priori be the cause of the increase in overall exposure.

Secondly, in order to better represent exposure by service, the histograms in Figure 5 (b) show the increase in average exposure, particularly for mobile services, between phases 2 and 3. The increase in average exposure per frequency band is relatively significant at frequencies where LTE (4G) is present (TM_1800 and TM_2100). For the 3 500 MHz band, it is not possible to conclude that there is an increase, as the levels are not significant. It is important to point out that the levels recorded remain very low compared to the regulatory limit values (36 V/m for the lowest mobile telephony band and 61 V/m for the highest band).

At least, these selective E field measurements show that the increase observed on the overall exposure is not due to an increase in field strength on the 3 500 MHz band, but to an increase in exposure on the other cell phone bands, especially the bands allocated to 4G.

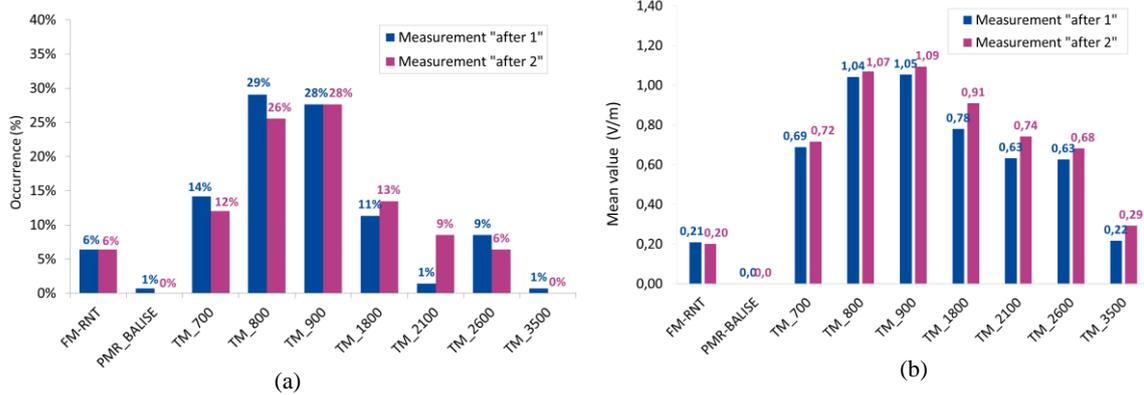


Figure 5 : Distribution of main contributions to overall exposure (a) by service/frequency band and evolution of their mean value (b) (FM-RNT: Radio broadcasting, PMR-Balise: Private Mobile Radio, TM: Mobile Telephony (cellular network))

3.3 5G specific measurements with data download

At the launch of the campaign, few users are soliciting 5G antennas, so it seemed interesting to artificially create traffic to study the effect of 5G on overall exposure by simulating higher usage in this band. As described in the protocol part, the traffic is generated by downloading 1 GB of data, which corresponds to the exposure indicator proposed by ANFR. In this section, the measurements of 464 sites will be studied.

The Figure 6 shows, in grey, the average field strength during the download of the 1 GB file on the 3 500 MHz band, and the levels over 6 minutes with and without artificial downloading in pink and blue respectively. The levels shown here are the maximum levels observed between phases 2 and 3.

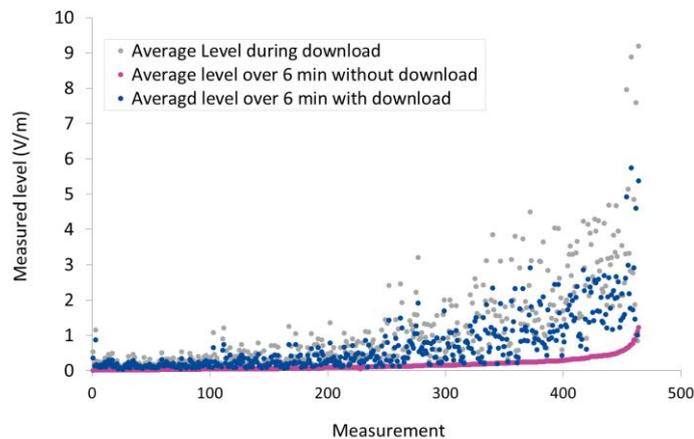


Figure 6 : Average field strength while downloading a 1 GB file compared with the average level without downloading on the 3500 MHz band

The average increase calculated between the measurement on the 3 500 MHz band with artificial download averaged over 6 minutes (in blue) and the average level without download (in pink) on this same band is 0.54 V/m. The average level calculated due to the single download of the 1 GB data file is 0.68 V/m close to 0.70 V/m which corresponds to the average level of measurements with download including existing traffic, meaning that there is not yet significant traffic in this band.

The Table 2 gives the statistics calculated on the 3 500 MHz band with and without artificial downloading.

	Number of measures	Average (V/m)	Median (V/m)	Standard deviation	Max (V/m)
Exposure on the band 5G 3 500 MHz without download	464	0.16	0.10	0.16	1.22
Exposure on the band 5G 3 500 with download	464	0.70	0.38	0.79	5.75
Variation with and without download (V/m)		0.54	0.28	0.63	4.53

Table 2 : Statistics on the 3 500 MHz band with and without downloading

To evaluate the impact on the global exposure level, the average level over 6 minutes related to the download of the isolated 1 GB file, resulting from the specific measurement with 5G artificial solicitation, is integrated by calculation to the global exposure case A and the overall cumulative exposure case B without specific solicitation of the network (only with existing traffic). The Figure 7 (a) shows the distribution of the overall exposure levels "case A" with and without artificial downloading. The Figure 7 (b) gives the distribution of the overall cumulative exposure "case B" with and without artificial downloading.

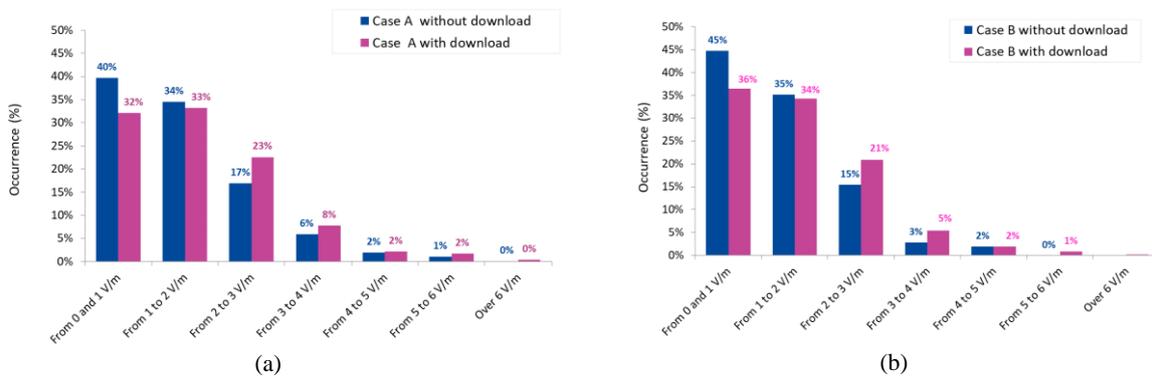


Figure 7 : Distribution of the overall exposure (a) and overall cumulative exposure (case B) with 5G solicitation computationally integrated and compared to the measurement without specific solicitation (only with existing traffic).

The comparison between the statistical parameters of case A and case B with and without downloading on the 3 500 MHz band are shown in Table 3.

	Number of measures	Average (V/m)	Median (V/m)	Standard deviation
Overall exposure case A without download	464	1.51	1.24	1.00
Overall exposure case A with download	464	1.74	1.53	1.12
Variation (V/m)		0.23	0.29	0.12
Overall cumulative exposure case B without download	464	1.33	1.13	0.89
Overall cumulative case B with download	464	1.58	1.38	1.03
Variation (V/m)		0.25	0.25	0.15

Table 3 : Comparison of field strength statistics of overall exposure with and without downloading at 464 sites operating on 3 500 MHz band.

The average increase observed between the global exposure without downloading a file (only with existing traffic) and the global exposure relative to the single download of the 1 GB file is 21% (0.23 V/m) for case A and 31% (0.25 V/m) for the cumulative level for case B, in accordance with the exposure indicator introduced by the ANFR.

4 Conclusion

This paper focused on the analysis of exposure evolution related to the deployment of 5G on the national territory. More than 5 000 measurements were part of a large exposure monitoring program on sites hosting 5G on the low frequency bands 700 MHz and 2 100 MHz already used for 3G and 4G networks as well as on the new 3 500 MHz band exclusively dedicated to 5G. This paper was dedicated to the results of measurements performed on sites deploying 5G in the 3 500 MHz band and carried out during the year 2021.

First, the analysis of the overall measurements allowed to observe a slight increase on 1 358 sites measured at 4 months and then 8 months intervals after they are operational in 5G. Then, a sampling was performed on the most exposed sites where the analysis of details measurements showed an increase of the average exposure on all the mobile telephony bands. It also showed that the 800 MHz and 900 MHz bands contribute the most to exposure, followed by the 700 MHz, 1 800 MHz, 2 600 MHz, 2 100 MHz and 3 500 MHz bands respectively for phase 2 and the 1 800 MHz, 700 MHz and 2 100 MHz bands respectively for phase 3 (the 3 500 MHz band was not designated as the main contributor in phase 3).

As 5G traffic is still low at this stage of deployment, additional measurements specific to 5G in the 3500 MHz band were performed in the presence of artificially generated traffic to solicit the 5G antenna, by downloading a 1 GB file using a 5G phone. The first results suggest an increase of about 30% on the overall exposure.

It is possible to conclude, that the increase in the overall level on the 5G 3 500 MHz sites is not a priori related to an increase in the field strength on this band, but to an increase in levels on all other frequency bands of mobile telephony reflecting an increase in traffic. It is important to remember that phase 3 of the campaign took place at the end of 2021 where an increase in traffic could be observed.

The measurement campaign continues in 2022 and 2023 and will assess exposure after 1 to 2 years of 5G deployment.

Acknowledgement

The authors would like to greatly acknowledge EXEM company (ANFR'S subcontractor) for the successful running of this measurement campaign and for all the help given to launch this vast program.

Bibliography

- [1] Légifrance, Décret n°2002-775 du 3 mai 2002 pris en application du 12° de l'article L. 32 du code des postes et télécommunications et relatif aux valeurs limites d'exposition du public aux champs électromagnétiques émis par les équipements utilisés dans les réseaux de télécommunication ou par les installations radioélectriques, <https://www.legifrance.gouv.fr/loda/id/JORFTEXT000000226401/>
- [2] ANFR, Protocole de mesure V 4.1, 2017, https://www.anfr.fr/fileadmin/mediatheque/documents/expace/2017-08-28_Protocole_de_mesure_V4.pdf
- [3] Légifrance, Arrêté du 23 octobre 2015 modifiant l'arrêté du 3 novembre 2003 relatif au protocole de mesure in situ visant à vérifier pour les stations émettrices fixes le respect des limitations, en termes de niveaux de référence, de l'exposition du public aux champs électromagnétiques prévu par le décret n° 2002-775 du 3 mai 2002, <https://www.legifrance.gouv.fr/jorf/id/JORFTEXT000031418195>
- [4] ISO/IEC 17025 :2017, "General requirements for the competence of testing and calibration laboratories", 2017
- [5] EN IEC 62232, "Determination of RF field strength, power density and SAR in the vicinity of radiocommunication base stations for the purpose of evaluating human exposure", 2022
- [6] ANFR, « lignes directrices nationales sur la présentation des résultats de simulation de l'exposition aux ondes émises par les installations radioélectriques », V 2.0, october, 2019

Comparaison des modes de transmission unicast et broadcast dans le contexte de réseaux denses de stations de base distribuées de façon aléatoire

Mohamad YOUNES¹, Yves LOUET²

¹Académie Militaire de Saint-Cyr Coëtquidan, Centre de Recherche de Coëtquidan, 56380, Guer, France, mohamad.younes@st-cyr.terre-net.defense.gouv.fr

²CentraleSupélec, Campus de Rennes, IETR UMR CNRS 6164, 35576, Cesson-Sévigné, France, Yves.Louet@centralesupelec.fr

Mots clés : Réseaux denses, Distribution aléatoire, Modes de transmission.
Keywords: Dense networks, Random distribution, Transmission modes.

Résumé/Abstract

Le trafic vidéo mobile augmente rapidement avec l'avènement des appareils mobiles connectés tels que les smartphones et les tablettes. Pour faire face à cette croissance du trafic, les réseaux cellulaires ont fait l'objet d'améliorations significatives ces dernières années, notamment via la transmission en mode broadcast lorsqu'il s'agit de fournir des services multimédia mobiles à un grand nombre d'utilisateurs. Dans cet article, nous abordons la question de l'évaluation et la comparaison des performances des modes unicast et broadcast en termes du rapport signal/bruit plus interférence (SINR), en considérant un réseau dense de cinquième génération (5G) modélisé avec des stations de base (BS) distribuées aléatoirement selon le processus ponctuel de poisson (PPP) au lieu du modèle hexagonal traditionnel. L'impact de la variation de la densité des BS est ainsi évalué, en tenant compte des interférences intra et inter cellulaires.

Mobile video traffic is growing rapidly with the advent of connected mobile devices such as smartphones and tablets. To cope with this traffic growth, cellular networks have undergone significant improvements in recent years, especially via broadcast transmission when it comes to providing mobile multimedia services to a large number of users. In this paper, we address the issue of evaluating and comparing the performance of unicast and broadcast modes in terms of Signal to Interference & Noise Ratio (SINR), considering a dense fifth generation (5G) network modeled with base stations (BS) randomly distributed according to Poisson Point Process (PPP) instead of the traditional hexagonal model. The impact of BS density variation is thus evaluated, taking into account intra and inter cell interference.

1 Modèle du système et métriques de performances

Le modèle de propagation que nous considérons tient compte des effets du path loss, du shadowing et du fading en nous référant au modèle proposé par le 3rd Generation Partnership Project (3GPP) [1]. La zone d'étude considérée est une zone carrée avec une densité λ (exprimée en unités de BS/km²) définie par un certain nombre de BS distribuées selon une loi de type PPP (Poisson Point Process). La performance en termes de SINR pour un utilisateur situé à l'origine du plan est évaluée avec une transmission unicast et broadcast, en supposant que toutes les BS (considérées comme tri-sectorielles) transmettent des signaux en multiplexage par répartition en fréquences orthogonales, à la même puissance d'émission (P_{tx}) et utilisent la même fréquence porteuse (f_c) ainsi que la même largeur de bande (ω). Ainsi, nous calculons la puissance du signal reçu par l'utilisateur situé à une distance r_g d'une certaine BS, comme suit :

$$P_{rx} = P_{tx} \kappa r_g^{-\alpha} h e^{\chi} G(\theta) \quad (1)$$

où κ est le coefficient d'atténuation, h est le facteur de fading considéré comme une variable aléatoire (v.a.) distribuée exponentiellement avec une moyenne unitaire, χ est le facteur de shadowing considéré comme une v.a. qui suit une loi normale avec une moyenne nulle et une variance σ^2 , et $G(\theta)$ est le gain de l'antenne dans la direction θ modélisé comme dans [1].

En mode unicast, seule la BS de service (qui n'est pas nécessairement la plus proche de l'utilisateur) fournit une puissance de signal utile, tandis que toutes les autres BS de la zone d'étude génèrent des interférences [1]. Ainsi, la puissance du signal reçue est calculée en tenant compte de la BS de service. En ce qui concerne la puissance d'interférence, elle est décomposée en deux parties. La première partie est liée aux secteurs d'interférences de la BS de service tri-sectorielle, alors que la seconde partie concerne les autres BS appartenant à la zone d'étude.

Pour le mode broadcast, nous considérons l'approche du réseau à fréquence unique de multicast broadcast (MBSFN : Multicast Broadcast Single Frequency Network) qui a été introduite dans la release 9 de la norme LTE du 3GPP. Dans le MBSFN, le même contenu synchronisé dans le temps est transmis simultanément et sur la même

fréquence à partir d'un ensemble de BS. Ainsi, en considérant un réseau MBSFN composé de N_{SFN} BS, la puissance totale reçue est calculée sur la base des N_{SFN} BS participant à la transmission MBSFN comme suit :

$$P_{BC} = P_{tx} \kappa e^{\chi} \sum_{i=1}^{N_{SFN}} \delta_i r_i^{-\alpha} h_i \sum_{j=1}^3 G(\theta_{i,j}) \quad (2)$$

où les indices i et j représentent respectivement les N_{SFN} BS dans la zone MBSFN et leurs secteurs, et δ_i est le poids de la partie utile d'un signal reçu de la BS d'indice i [1]. Suivant la même idée, les mêmes BS du réseau MBSFN génèrent une puissance d'interférence provenant des signaux retardés.

2 Résultats de simulation

La zone de service est choisie comme un carré de côté égal à 400 km, où nous distribuons les BS selon une loi de type PPP avec une densité λ . Dans cette section, nous comparons les performances des modes unicast et broadcast, en considérant que toutes les BS transmettent à la même puissance $P_{tx} = 0.5W$ et sur la même fréquence porteuse $f_c = 2$ GHz, ainsi que la même largeur de bande $\omega = 5$ MHz. Notons que les principaux paramètres tels que $\alpha = 3.76$, $\kappa = 0.0295$, $\sigma_{dB} = 10$ dB sont conformes aux normes 3GPP [1]. Pour analyser l'effet de l'emplacement des BS, nous générons 10^4 simulations de Monte Carlo où chacune correspond à une nouvelle distribution aléatoire des emplacements des BS. Ensuite, pour chaque simulation, nous calculons le SINR pour un utilisateur situé à l'origine du plan. La figure 1 montre la fonction de distribution cumulative (CDF) de SINR en mode unicast et broadcast pour différentes valeurs de λ . Les résultats de cette figure montrent que l'emplacement aléatoire des BS suivant une loi de type PPP a un effet significatif sur la qualité du signal reçu. Ceci est dû à la marge de variation du SINR entre une valeur minimale (inférieure à -15 dB) et une valeur maximale (proche de 16 dB en mode unicast et supérieure à 40 dB en mode broadcast). De plus, la figure 1 montre que le SINR en mode unicast s'améliore avec l'augmentation de λ , jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de gain de performance notable au-delà de $\lambda = 0.25$ BS/km². En effet, en augmentant λ , l'utilisateur se rapproche de sa BS de service mais aussi des autres BS appartenant à la zone d'étude, ce qui induit des interférences, limitant ainsi le SINR en mode unicast. En revanche, lorsque la transmission est effectuée en mode broadcast, le SINR continue d'augmenter même au-delà de $\lambda = 0.25$ BS/km². Cela montre l'avantage de la technique MBSFN dans la réduction des interférences, surtout pour une densité de BS élevée.

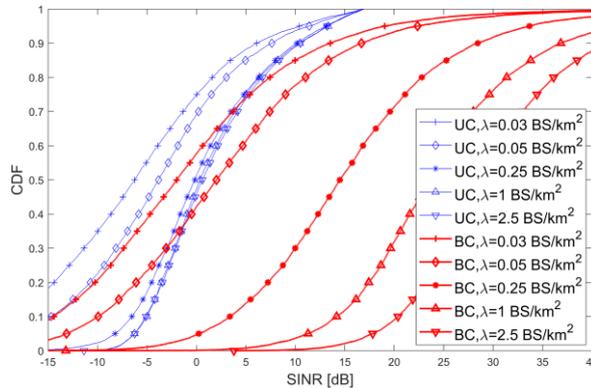


Figure 1 : CDF du SINR pour un utilisateur servi en mode unicast (UC) et en mode broadcast (BC), pour différentes valeurs de λ , avec $P_{tx} = 0.5W$.

3 Conclusion

Dans ce travail, une évaluation des modes de transmission de la couche physique des réseaux mobiles a été introduite, du point de vue de la localisation des BS distribuées suivant une loi de type PPP, en tenant compte des interférences intra et inter cellulaires. Nous avons évalué les performances des modes de transmission unicast et broadcast en termes de SINR. Ces résultats montrent que la transmission en mode broadcast est plus efficace que la transmission en mode unicast, et ceci est d'autant plus vrai lorsque la densité de BS est élevée, constituant ainsi une solution incontournable pour la transmission de masse dans les futurs réseaux denses.

Références bibliographiques

- [1] M. YOUNES, Y. LOUET, "Analysis of unicast/broadcast switch over with regard to resource allocation for Future cellular networks". In 2022 4th Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM) 2022 Jun 14 (pp. 605-610). IEEE.

Gestion de la consommation d'énergie pour les systèmes térahertz à très large bande

Mohamad YOUNES¹, Yves LOUET²

¹Académie Militaire de Saint-Cyr Coëtquidan, Centre de Recherche de Coëtquidan, 56380, Guer, France, mohamad.younes@st-cyr.terre-net.defense.gouv.fr

²CentraleSupélec, Campus de Rennes, IETR UMR CNRS 6164, 35576, Cesson-Sévigné, France, Yves.Louet@centralesupelec.fr

Mots clés : Communications Sub-THz, Consommation énergétique, Efficacité spectrale, Optimisation.
Keywords: Sub-THz communications, Energy consumption, Spectral efficiency, Optimization.

Résumé/Abstract

La communauté scientifique ainsi que les entreprises du secteur des télécommunications se tournent de plus en plus vers la 6G. L'une des possibilités admises par la communauté pour la 6G est l'utilisation de bandes Sub-THz (0.1 THz – 1 THz). Ces bandes de fréquences sont étudiées avec un grand intérêt, puisqu'elles permettraient de communiquer sur une très large bande passante (plusieurs GHz), à des débits de données très élevés et avec une faible latence. En revanche, les communications aux fréquences Sub-THz posent des problèmes liés à leurs fortes consommations. C'est ce que nous étudions dans cet article. Nous cherchons à optimiser l'efficacité spectrale tout en minimisant la consommation énergétique du système de communication. L'optimisation est réalisée en prenant en compte la consommation d'énergie de l'amplificateur de puissance et l'énergie consommée par les unités de bande de base. Une attention particulière est ainsi portée à l'évaluation de l'impact de la distance de transmission et de la puissance consommée par les unités de bande de base sur les métriques optimales de consommation énergétique et d'efficacité spectrale.

More and more, the telecom industry as well as the scientific community are turning to 6G. One of the possibilities accepted by the community for 6G is the use of Sub-THz bands (0.1 THz - 1 THz). These frequency bands are being studied with great interest, since they would allow communication over a very wide bandwidth (several GHz), at very high data rates and with low latency. However, communications at Sub-THz frequencies raise problems due to their high consumption. This is what we study in this paper. We seek to optimize the spectral efficiency while minimizing the energy consumption of the communication system. The optimization is performed by taking into account the power consumption of the power amplifier and the energy consumed by the baseband units. Particular attention is thus paid to the evaluation of the impact of the transmission distance and the power consumed by the baseband units on the optimal energy consumption and spectral efficiency metrics.

1 Consommation énergétique sous contrainte de qualités de services

Dans cet article, nous nous concentrons sur la recherche du compromis optimal entre l'efficacité spectrale et la consommation d'énergie dans le contexte Sub-THz en considérant la consommation d'énergie de l'amplificateur de puissance et des équipements de bande de base. Cependant, comme la façon d'évaluer la consommation d'énergie n'est pas le point central de notre travail, nous la considérerons comme une boîte noire. Ainsi, dans le cadre d'une communication SISO (Single Input Single Output), nous avons supposé que la puissance totale consommée (exprimé en W) est définie par $P_{t,tot} = P_{pa} + P_c$ où P_{pa} est la puissance consommée par l'amplificateur de puissance et calculée par $P_{pa} = \frac{1}{\eta_{PA}} P_t$ (où η_{PA} est le rendement de l'amplificateur et P_t est la puissance émise), et P_c est la puissance consommée par les équipements de bande de base et considérée comme constante.

Notons que le SNR reçu par un utilisateur est calculé par le rapport entre la puissance reçue $P_r = P_t G_t G_r \frac{k}{d^\alpha}$ (où G_t et G_r sont les gains des antennes associées à l'émission et à la réception respectivement, d est la distance émetteur-récepteur exprimée en m, k est le coefficient d'atténuation, et α est l'exposant d'affaiblissement du trajet) et la puissance du bruit au niveau du récepteur $P_N = KTB$ (où K la constante de Boltzmann, T la température du système récepteur, et B est la largeur de bande), comme suit :

$$\text{SNR} = \frac{P_r}{P_N} = P_t \frac{G_t G_r k}{KTB d^\alpha} = E_b \eta \frac{G_t G_r k}{KT d^\alpha}, (1)$$

où $E_b = \frac{P_t}{R}$ est l'énergie par bit consommée exprimée en J, et $\eta = \frac{R}{B}$ est l'efficacité spectrale exprimée en bit/s/Hz (R est le débit de donné, et B est la largeur de bande). Notons que le théorème de Shannon exprime le débit maximal théorique réalisable (défini comme la capacité C) sur un canal à bruit blanc gaussien additif pour une communication sans erreurs. Ainsi, compte tenu de la qualité de services visée par le fournisseur, la capacité d'un système C doit satisfaire la condition suivante : $C = B \log_2(1 + \text{SNR}) = B \log_2\left(1 + E_b \eta \frac{G_t G_r k}{KT d^\alpha}\right) \geq R$. On obtient donc l'énergie minimale par bit ($E_{b,min}$) en fonction de η comme suit : $E_{b,min} = \frac{KT d^\alpha}{G_t G_r k} \frac{2^\eta - 1}{\eta}$. Ainsi, l'énergie totale consommée (E_{btot}) est définie par la somme de l'énergie consommée par la transmission $E'_b = \frac{1}{\eta_{PA}} E_{b,min}$ et de l'énergie consommée par les unités de bande de base $E_c = \frac{P_c}{\eta B}$, comme suit :

$$E_{btot} = \frac{P_{t,tot}}{R} = E'_b + E_c = \frac{KT d^\alpha}{\eta_{PA} G_t G_r k} \frac{2^\eta - 1}{\eta} + \frac{P_c}{\eta B}. \quad (2)$$

2 Résultats de simulation

Pour répondre au deuxième amendement du standard IEEE 802.15.3d, les principaux paramètres tels que $\alpha = 2$ et $k = 6.32 \times 10^{-9}$ (pour une fréquence porteuse de 300 GHz) sont calculés conformément à [1]. Nous considérons également $G_t = 24$ dBi, $G_r = 0$ dBi et $\eta_{PA} = 1/3$. Pour évaluer le compromis « efficacité spectrale–énergie consommée », nous traçons sur la figure 1, E_{btot} en fonction de l'efficacité spectrale η en considérant différentes valeurs de la distance émetteur-récepteur d et de P_c . Nous pouvons clairement observer que E_{btot} présente une variation convexe par rapport à η . Ainsi, $E_{btot}(\eta)$ présente un minimum global de coordonnée (η^*, E_{btot}^*) où η^* est l'efficacité spectrale optimale qui induit la plus faible consommation d'énergie E_{btot}^* . Nous remarquons que lorsque d augmente de 1 m à 5 m, η^* diminue. En effet, en augmentant d , $E'_b = \frac{KT d^\alpha}{\eta_{PA} G_t G_r k} \frac{2^\eta - 1}{\eta}$ devient prédominante par rapport à $E_c = \frac{P_c}{\eta B}$, et donc la diminution de E_{btot} (qui devient proche de E'_b) impose une réduction de η . La figure 1 montre également que l'augmentation de P_c de 0.01 W à 1 W augmente η^* . En effet, en augmentant P_c , E_c devient prédominante sur E'_b et donc la diminution de E_{btot} (qui devient proche de E_c) impose une augmentation de η .

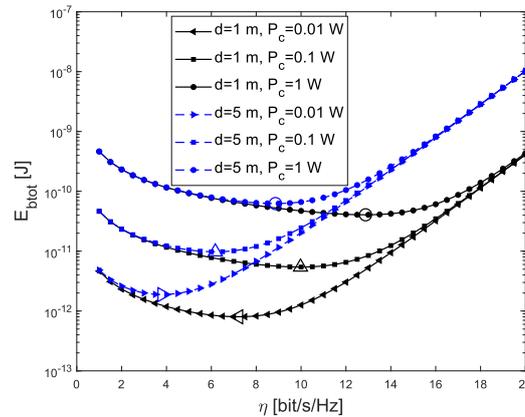


Figure 1 : Energie consommée E_{btot} en fonction de l'efficacité spectrale η pour différentes valeurs de d et de P_c .

3 Conclusion

Dans cet article, nous avons montré que dans le cas des communications Sub-THz, impliquant une portée plus courte, une fréquence porteuse plus élevée et une largeur de bande plus grande, la consommation d'énergie des unités de bande de base ne doit pas être ignorée lors de l'étude du compromis entre l'efficacité spectrale et la consommation d'énergie. Nous avons montré qu'il existe un compromis optimal entre la consommation d'énergie et l'efficacité spectrale qui permet d'obtenir la consommation d'énergie la plus faible tout en respectant la qualité de services des communications Sub-THz. Nous avons terminé notre étude en analysant l'impact de la distance de transmission et de la puissance consommée par les unités de bande de base sur le compromis optimal entre la consommation d'énergie et l'efficacité spectrale.

Références bibliographiques

[1] IEEE Computer Society, "IEEE Standard for High Data Rate Wireless Multi-Media Networks, Amendment 2: 100 Gb/s Wireless Switched Point-to-Point Physical Layer", 2017, IEEE Std 802.15.3d™-2017.

Application de la méthode de réduction d'échelle pour la co-simulation CEM d'un système de transfert de puissance inductif

Amadou Bayaghiou Diallo^{1,2}, Mohamed Bensetti², Christian Voltaire¹, Lionel Pichon², Arnaud Breard¹

¹ Univ Lyon, Ecole Centrale de Lyon, INSA Lyon, Univ Claude Bernard Lyon 1, CNRS, Ampère, UMR5005, 69130 Ecully, France

² GeePs – Group of electrical engineering - Paris, UMR CNRS 8507, CentraleSupélec, Université Paris-Saclay Sorbonne Université, 3&11 rue Joliot-Curie, Plateau de Moulon 91192 Gif-sur-Yvette, France

Mots clés : CEM, Transfert de puissance inductif, Co-simulation, Méthode de réduction d'échelle
Keywords : EMC, Inductive power transfer, co-simulation, Downscaling method.

Résumé

Dans cet article, la méthode de réduction d'échelle est appliquée à un système de transfert de puissance par induction (TPI) pour la charge des véhicules électriques afin de réaliser un prototypage rapide et peu coûteux. De plus, une méthode de co-simulation est proposée pour investiguer la CEM du système basée sur le couplage entre une analyse avec un solveur circuit de la partie électronique de puissance et une analyse avec un solveur électromagnétique (EF) pour l'étude du rayonnement électromagnétique du coupleur magnétique. Ensuite, il est proposé de combiner la méthode de réduction d'échelle avec la méthode de co-simulation pour prendre en compte simultanément les non-linéarités dues au convertisseur DC/AC, le redresseur et les caractéristiques du matériau magnétique du système. Enfin, un système de 1 kW est proposé pour la validation expérimentale.

1 Introduction

Le déploiement des véhicules électriques (VEs) est un impératif écologique majeur pour remplacer les véhicules conventionnels qui utilisent des moteurs à combustion. Ces VEs utilisent des batteries à la place des combustibles fossiles embarqués pour stocker l'énergie électrique nécessaire à la propulsion. D'une part, les batteries lithium-ion actuellement commercialisées pour les VEs sont reconnues comme la solution la plus compétitive, mais leur densité énergétique est inférieure à 100 Wh/kg [1-2]. D'autre part, l'essence a une densité énergétique d'environ 12 000 Wh/kg [3], ce qui fait que les VEs ne sont pas suffisamment attractifs par rapport aux véhicules thermiques. De plus, l'autonomie des batteries de ces véhicules les rendent peu attrayants pour de nombreux consommateurs. Par conséquent, l'étude des nouveaux moyens de recharge est importante pour le déploiement optimal des VEs. Pour résoudre ces problèmes, on souhaite remplacer la recharge par conduction par des systèmes de recharge par transfert de puissance inductif (TPI) [4]. Avec cette nouvelle technique de recharge, les VEs peuvent être rechargés dans un espace de stationnement comme avec la recharge par conduction, mais aussi de manière dynamique sur la route. Le système de TPI présente de nombreux avantages tels que l'élimination des câbles dans les stations de recharge, il nécessite moins d'entretien et peut embarquer moins de batteries pour un système de recharge dynamique. Cependant, l'inconvénient majeur de ces systèmes est le rayonnement électromagnétique dans l'environnement proche et l'exposition humaine due à ce type de système qui doit être évaluée et prise en compte [5-6].

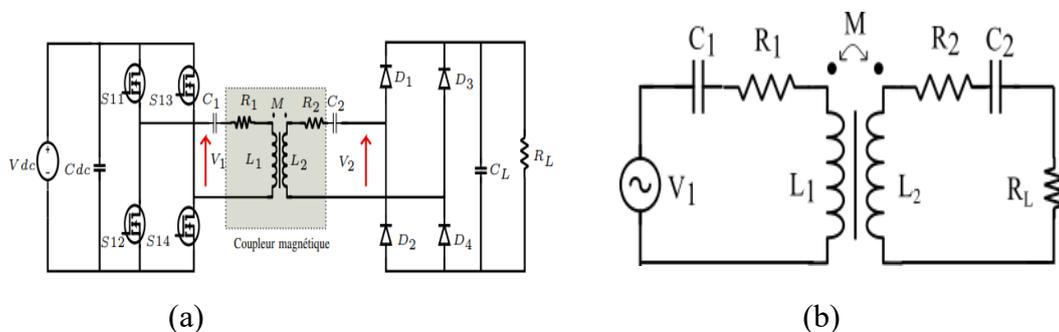


Figure 1 : Circuit équivalent du système. (a) Modèle électrique équivalent du système. (b) Circuit équivalent avec l'approximation de premier harmonique.

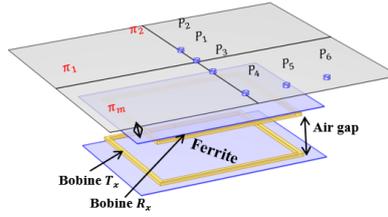


Figure 2 : Modèle EF 3D avec un plan de mesure π_m situé à 58 cm de partie secondaire du système avec un air gap de 120 mm.

Par ailleurs, pour valider un système de transfert de puissance par induction dans son environnement réel, on a besoin d'un prototype pour mesurer l'efficacité et le champ magnétique rayonné. Pour des systèmes de plus de 1 kW, hormis le coût du système (ferrites, cuivre, électronique de puissance), il existe un danger réel à l'exposition au champ électromagnétique généré pour le système. C'est pour cette raison, qu'on préfère valider le prototype à une échelle plus petite. Il est donc important de vérifier la limite de validité d'un prototype à l'échelle réduite dont la puissance est inférieure de plusieurs ordres de grandeur à celle de l'application finale. Dans la littérature, il existe très peu de publications sur la méthode de réduction d'échelle appliquée aux systèmes de transfert de puissance par induction. Dans [7,8] un ensemble d'hypothèses ont principalement permis la mise à l'échelle géométrique des bobines et des paramètres du circuit équivalent de la figure 1b. C'est pourquoi, il faut étudier davantage cette approche de réduction d'échelle pour les systèmes TPI.

Les principales contributions de ce travail sont : (i) l'étude de l'approche de réduction d'échelle pour le système TPI, l'identification de la limite de validité et l'impact de cette approche sur les grandeurs électriques et magnétiques, (ii) la validation de l'approche proposée dans un scénario de co-simulation dans le domaine temporel pour prendre en compte en même temps les non-linéarités dues à l'électronique de puissance et aux matériaux magnétiques du coupleur, (iii) la vérification de l'efficacité des méthodes de réduction d'échelle et de co-simulation au moyen de simulations et de résultats expérimentaux.

2 Méthodes proposées

2.1 Coupleur magnétique

L'ensemble du système de TPI est constitué de deux bobines (figure 2) espacées de 120 mm. Le système étudié est composé d'une plaque de ferrite pour chaque bobine qui permet d'améliorer le coefficient de couplage du système avec une épaisseur de 2 mm, une longueur de 600 mm et une largeur de 500 mm, de deux bobines carrées avec une dimension externe de 468 mm et une dimension interne de 442 mm, une épaisseur de 13 mm et chaque bobine est composée de 6 tours de fils de Litz disposés sur deux couches.

2.2 Modélisation du système TPI

En utilisant l'approximation de la première harmonique en régime permanent pour l'étude des systèmes de TPI [9, 10], ce système peut être modélisé par un circuit équivalent comme illustré dans la figure 1b. Les condensateurs connectés en série avec les bobines d'émission et de réception permettent de compenser l'énergie réactive de l'inductance de fuite qui est élevée en raison de l'entrefer entre les bobines. R_L étant la résistance équivalente de la charge et ω_s la fréquence de résonance entre les inductances proposées du primaire et du secondaire et les condensateurs de compensation série. La tension V_1 et l'impédance totale Z_T vues du côté primaire s'expriment comme suit :

$$V_1 = R_1 I_1 - jM\omega_s I_2 \quad (1)$$

$$Z_T = R_1 + \frac{M^2 \omega_s^2}{R_2 - R_L} \quad (2)$$

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3)$$

2.3 Méthode de réduction d'échelle

La méthode de réduction d'échelle est une technique très courante dans divers domaines de l'ingénierie. L'objectif est de réduire la taille du prototype pour un système donné. Soit λ une dimension linéaire générique du système

réel et λ' la dimension correspondante du système réduit. Le facteur d'échelle est défini par $\beta = \lambda' / \lambda$. Ce facteur est appliqué à toutes les quantités géométriques et électriques du système sous les hypothèses suivantes : (1) aucune saturation magnétique dans le système, (2) nombre constant de spires de la bobine, (3) pertes ohmiques négligeables, (4) densité de courant uniforme et constante et (5) fréquence de résonance est constante. Par ailleurs, l'épaisseur de la ferrite du coupleur est de 2 mm, ce qui est déjà très faible, donc pour les modèles réduits, on supposera que cette épaisseur reste constante quel que soit le facteur de réduction d'échelle.

En partant du champ électrique dû à une boucle de fil mince, l'expression analytique de l'inductance propre et la mutuelle entre deux boucles de fils minces (Γ_1, Γ_2) dans un milieu homogène [11] est donnée par :

$$L_{ij} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{\Gamma_1} \oint_{\Gamma_2} \frac{dl_1 \times dl_2}{r} \quad (4)$$

Où μ_0 est la perméabilité du vide, dl_1 et dl_2 représentent les longueurs élémentaires sur les boucles et r la distance entre elles. En appliquant le facteur d'échelle β sur les grandeurs géométriques de l'équation 4, on en déduit que l'inductance propre ou mutuelle est proportionnelle à β . Le coefficient de couplage K (équation 3) est dans ce cas indépendant au facteur d'échelle β . De même, à partir de l'expression de la résistance d'un conducteur filiforme homogène, les résistances des bobines sont proportionnelles à $1/\beta$. Étant donné l'expression $LC\omega_s^2 = 1$ à la résonance, les condensateurs de compensation en série sont proportionnels à $1/\beta$ à ω_s fixe.

Pour les grandeurs électriques, avec l'hypothèse d'une densité de courant constante et uniforme, le courant est donné par $I = JS$ et est proportionnel donc à β^2 . D'après l'équation 1, sans les pertes ohmiques, la tension au primaire est proportionnelle à β^3 . En appliquant la loi d'Ohm au primaire du circuit de la figure 1b, la tension d'entrée en fonction de l'impédance totale ramenée au primaire est définie par :

$$V_1 = Z_T I_1 \quad (5)$$

et l'impédance Z_T vue au primaire est alors proportionnelle à β . La résistance de la charge est déduite de l'équation 2 avec $R_1 = R_2 = 0$ par $R_L \propto \beta$. Enfin, à partir du théorème d'Ampère, le champ magnétique à nombre de spires constant est proportionnel à β .

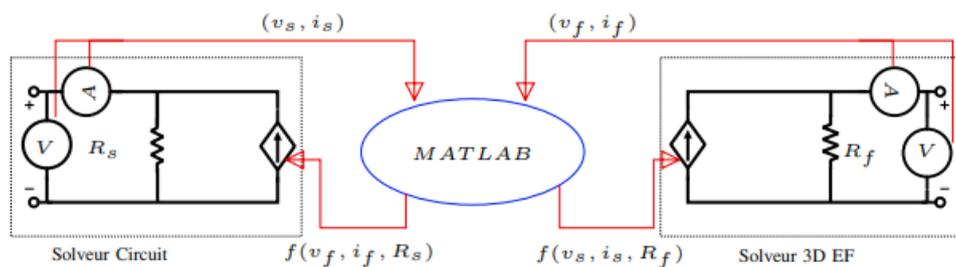


Figure 3 : Variables d'interface pour le couplage entre le solveur EF et le solveur circuit.

2.4 Co-simulation entre le solveur EF et le solveur circuit

Dans la littérature, en régime permanent, le coupleur magnétique est modélisé par un circuit équivalent pour un point de fonctionnement donné et les non-linéarités dues aux matériaux magnétiques et aux convertisseurs d'électronique de puissance ne peuvent pas être prises en compte en même temps [12]. Il est donc important de combiner à la fois les solveurs EF basés sur la physique pour le coupleur magnétique et les solveurs de circuit pour l'électronique de puissance et son contrôle dans le domaine temporel pour prendre en compte toutes les non-linéarités. Les principales limitations d'un couplage entre un solveur EF et un solveur de circuit dans le domaine temporel sont la pauvreté des solveurs EF pour résoudre le circuit de l'électronique de puissance avec un pas de temps très petit et le temps de calcul.

Dans ce travail, le logiciel COMSOL est considéré pour modéliser le coupleur magnétique et la bibliothèque Simulink Simscape pour simuler l'électronique de puissance et son contrôle. Pour prendre en compte les non-linéarités, les deux modèles sont couplés à l'aide de l'outil LiveLink pour MATLAB [13]. Cet outil permet une connexion directe à MATLAB tout en exécutant COMSOL. Les détails du couplage entre les deux outils sont

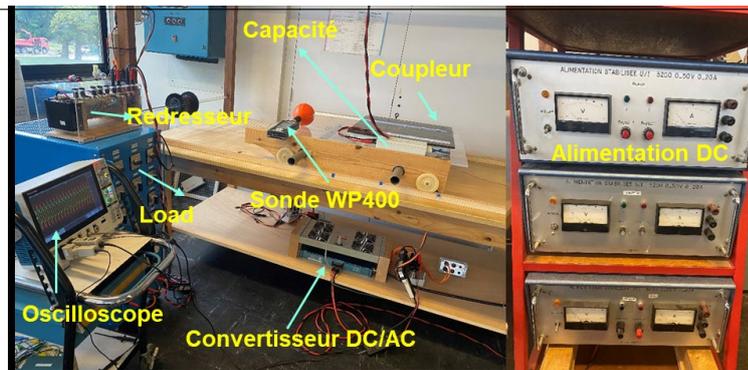


Figure 4 : Banc de test de 1 kW pour la validation expérimentale.

présentés à la figure 3. Dans chaque outil de simulation, on ajoute un circuit équivalent de Norton qui représente le système manquant. Comme déjà présenté en détail dans [14] pour le couplage circuit-circuit, une méthode de relaxation de forme d'onde est utilisée pour résoudre le système couplé.

3 Vérification expérimentale

Le banc de test utilisé pour valider le modèle du système de transfert de puissance par induction est un dispositif expérimental mise en place au laboratoire GeePs. Ce banc expérimental de la figure 4 permet de mesurer l'ensemble de grandeurs électriques au primaire et au secondaire et le champ magnétique rayonné dans l'environnement proche du coupleur magnétique. Il est constitué, d'une alimentation DC de 60 V, d'un convertisseur DC/AC avec 4 sorties, du coupleur magnétique de 1 kW, d'un redresseur AC/DC, d'une charge résistive variable, d'un oscilloscope 4 voies TEKTRONIK pour la mesure du courant et de la tension, des sondes de tension différentielles et de courant TEKTRONIK et d'une sonde de champ magnétique pour mesurer le champ magnétique de 1 Hz à 400 kHz.

Les paramètres obtenus par simulation numérique du coupleur magnétique avec l'hypothèse des bobines à multi-spines homogénéisées et par la mesure sont regroupés dans le tableau 1.

Paramètres	Simulation	Mesure $\pm 5\%$
$L_1 - L_2$ (μH)	65 - 65	60,57 - 57,55
M_{12} (μH)	21,5	22,25
$R_1 - R_2$ ($\text{m}\Omega$)	9 - 9	72 - 76
$C_1 - C_2$ (nF)	66 - 66	
R_L (Ω)	2,5	
Air gap (mm)	120	
Fréquence (kHz)	89	

Tableau 1 : Paramètres du système de transfert de puissance par induction.

3.1 Validation expérimentale des grandeurs électriques et magnétiques

Pour valider le modèle du système, nous avons directement connecté une charge résistive de $2,5 \Omega$ à la place du redresseur dans la figure 1a, la fréquence de résonance pour cette charge est de 89 kHz. Les courbes de la figure 5 montrent la comparaison entre la simulation et la mesure des grandeurs électriques au primaire et au secondaire.

On remarque un bon accord entre la simulation et la mesure. De plus on remarque que les grandeurs au secondaire du système sont parfaitement sinusoïdales et cela s'explique par le fait que le coupleur magnétique et les condensateurs de compensation se comportent comme un filtre passe-bas avec une fréquence de découpage qui est quasiment égale à la fréquence de découpage de l'onduleur. Par ailleurs, des mesures du champ magnétique en différents points (P1 - P6) sont effectuées et comparées au champ magnétique obtenu par une analyse fréquentielle

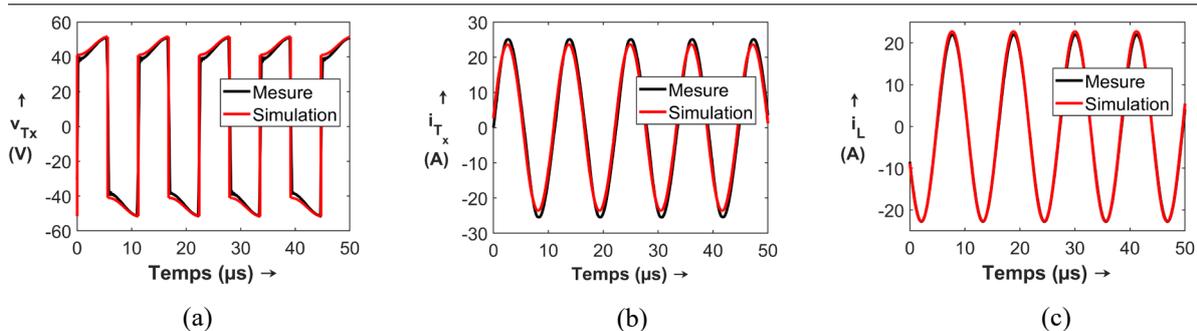


Figure 5 : Comparaison mesure VS Simulation. (a) Tension au primaire. (b) Courant au primaire. (c) Courant dans la charge.

du modèle 3D EF en utilisant les courants primaire et secondaire obtenus par simulation. Le tableau 2 montre un écart relatif entre la mesure et le modèle qui est inférieur à 10% pour les six points de mesure. Enfin, toutes ces comparaisons montrent que le modèle EF proposé est pertinent pour représenter le comportement physique (électrique et magnétique) du système de transfert de puissance par induction.

Points	Simulation (μT)	Mesure (μT) ±5%	Erreur (%)
P ₁	66,88	63,70	4,99
P ₂	65,59	63,90	2,64
P ₃	61,75	65,80	6,16
P ₄	21,74	22,10	1,63
P ₅	20,45	22,70	9,91
P ₆	15,68	16,68	6,00

Tableau 2 : Champ magnétique, mesure VS simulation.

3.2 Validation de la méthode de réduction de l'échelle

La réduction d'échelle est étudiée pour les bobines primaire et secondaire (figure 2) du coupleur pour différents facteurs d'échelles (100%-10%) où 100% correspond à l'échelle réelle du coupleur. La figure 6a montre le coefficient de couplage pour différents facteurs d'échelle en fonction du déplacement du secondaire lorsque le primaire est fixe où 0 cm signifie un alignement parfait des bobines. Le facteur β sur l'axe des abscisses, permet de mettre à l'échelle les courbes des coefficients de couplage sur le même graphique. L'erreur relative sur le coefficient de couplage est inférieure à 5% entre le modèle à l'échelle réelle et les modèles à l'échelle réduite. En comparant maintenant cette erreur relative avec les performances obtenues dans le tableau 3, il est clairement démontré l'intérêt de la méthode de réduction d'échelle sous l'hypothèse que l'épaisseur des ferrites soit constante. Dans ce tableau, on montre la performance de la réduction d'échelle sur le temps de calcul sur un ordinateur portable Intel(R) Core (TM) i7- 8665U CPU@1.90 2.11 GHz pour les différents modèles à l'échelle réduite. Le calcul du modèle à l'échelle réduite avec $\beta = 50\%$ est 4,7 fois plus rapide que le modèle à l'échelle réelle où β vaut 100%.

En outre, le modèle 3D du coupleur pris lui seul sans les autres éléments du système de TPI, peut être réduit quasiment « sans limite », car le modèle est supposé être linéaire. Mais cette réduction d'échelle se voit très vite limitée lorsque le coupleur est considéré dans le système. Selon l'expression des résistances des bobines à l'échelle

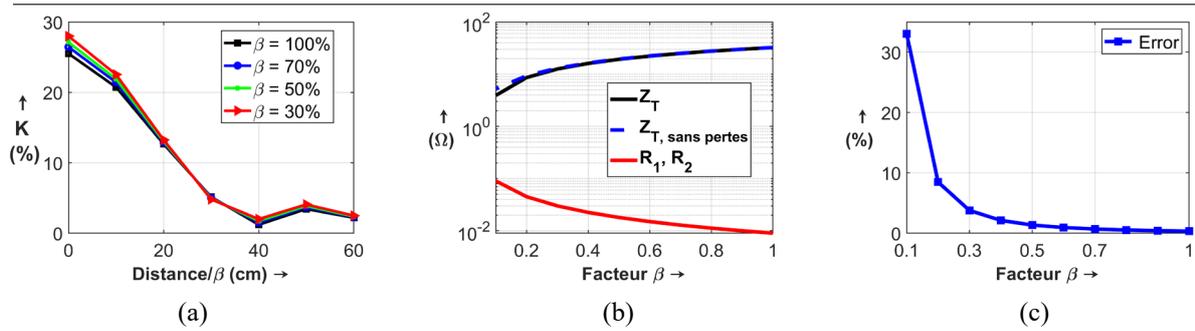


Figure 6 : Résultats de la réduction d'échelle pour le point de fonctionnement suivant : Air gap de 120 mm, $\omega_s = 2 \times \pi \times 89 \times 10^3$ rad/s, $R_L = 2, 5 \Omega$. (a) Coefficient de couplage pour différents facteurs d'échelle. (b) Impédance totale Z_T avec et sans pertes ohmique. (c) Erreur relative entre Z_T avec et sans pertes.

réduite établie dans la sous-section 2.3, lorsque le facteur d'échelle diminue, les valeurs de ces résistances augmentent et deviennent significatives par rapport à l'impédance des autres éléments. La différence entre l'impédance totale vue au primaire du coupleur (équation 2) avec et sans pertes est représentée sur la figure 6b. On observe que l'impédance Z_T avec les pertes ohmiques dans les bobines est similaire à celle sans pertes tant que le facteur d'échelle reste supérieur à 30%. En dessous de 30%, l'erreur relative est supérieure à 5% comme l'illustre la figure 6c. Ceci définit donc la limite de validité de cette méthode pour notre point de fonctionnement, mais évidemment, cette limite peut changer en fonction de la charge, de la fréquence et aussi du couplage entre les bobines.

-	$\beta = 100\%$	$\beta = 70\%$	$\beta = 50\%$	$\beta = 30\%$
Temps de calcul	33 min	7 min 45 s	6 min 27 s	6 min 18 s

Tableau 3 : Temps de calcul des coefficients de couplage de la figure 6a.

3.3 Validation de la co-simulation

Pour valider la co-simulation, le modèle EF du coupleur magnétique et le modèle de circuit de l'électronique de puissance ont été exécutés sur un ordinateur portable Intel(R) Core (TM) i7- 8665U CPU@1.90 2.11 GHz. Pour relâcher la contrainte sur le solveur EF, son pas de temps maximum est fixé à 0,2 μ s contre 0,02 μ s pour le solveur de circuit. Le modèle ayant deux plans de symétrie π_1 et π_2 (figure 2), le quart du modèle 3D a été considéré pour la co-simulation. Dans ce cas, nous avons que deux sous-systèmes, d'une part la source et le convertisseur DC/AC sont considérés comme un sous-système qui sont résolus dans le solveur circuit et d'autre part, les condensateurs de compensation, le coupleur et la charge résistive sont considérés comme le deuxième sous-système et sont résolus dans le solveur EF.

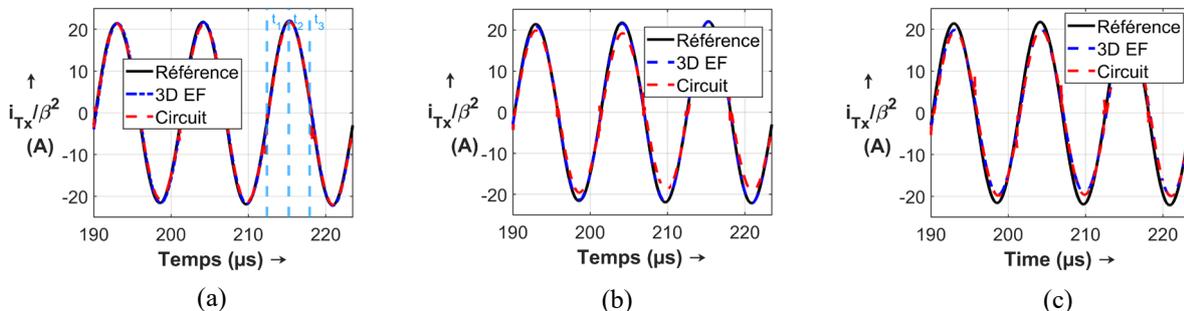


Figure 7 : Résultats de la co-simulation, courant dans la bobine primaire Tx. (a) $\beta = 100\%$ avec $t_1 = 212, 5 \mu$ s, $t_2 = 215, 2 \mu$ s et $t_3 = 217, 9 \mu$ s. (b) $\beta = 50\%$, (c) $\beta = 30\%$.

La figure 7 montre un bon accord entre les résultats de la méthode de co-simulation proposée pour ce système pour les courants dans le primaire du système. Ces courbes montrent plus spécifiquement, qu'avant le découpage, c'est

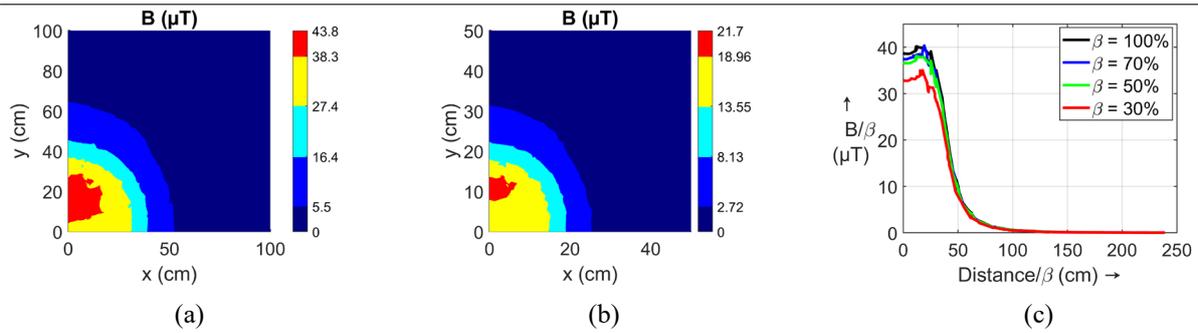


Figure 8 : Résultats de la co-simulation, distribution de la densité de flux magnétique à l'instant t_2 . (a) $\beta = 100\%$. (b) $\beta = 50\%$. (c) La densité de flux magnétique à l'instant t_2 pour $\beta = 100\%$, 70% , 50% , 30% .

le même courant qui sort de l'onduleur (courbe en rouge) pour traverser le primaire du coupleur à travers le condensateur de compensation en série (courbe en bleu). De plus, on remarque certaines déviations du courant dans le primaire coté onduleur lorsque le courant s'annule, ces écarts sont essentiellement dus à la différence entre les pas d'intégration de deux solveurs ($0,2 \mu\text{s}$ pour le solveur EF contre $0,02 \mu\text{s}$ pour le solveur circuit). Par ailleurs, on observe un écart entre la référence et la co-simulation qui augmente lorsque β diminue (figure 7c). Ceci est dû aux pertes ohmiques qui augmentent lorsque β diminue d'une part et d'autre part au fait que les éléments du convertisseur DC/AC (la résistance à l'état passante par exemple) ne sont plus négligeables devant les autres éléments du système.

Les figures 8a-8b illustrent la distribution de la densité de flux magnétique dans le plan π_m (figure 2) à l'instant $t_2 = 215,2 \mu\text{s}$. L'erreur relative sur le champ maximal entre le modèle à l'échelle réelle et les modèles réduits est inférieure à 2% pour $\beta = 50\%$. Le champ magnétique sur une ligne située sur ce même plan de mesure à l'instant t_2 est représenté sur la figure 8c, on observe un écart maximal de 5% entre le modèle à l'échelle réelle ($\beta = 100\%$) et le modèle avec $\beta = 50\%$ contre 16% lorsque $\beta = 30\%$. Ces écarts sur le champ magnétique reflètent les écarts observés entre les courants du modèle à l'échelle réelle et les modèles à l'échelle réduite (figure 7).

4 Conclusion

En conclusion, nous avons montré que sous certaines hypothèses réalistes, la méthode de réduction d'échelle est parfaitement applicable pour le système TPI. C'est une méthode qui permet de faire un prototypage rapide et peu coûteux puis d'extrapoler les résultats à l'échelle réelle pour l'étude des caractéristiques du système. De plus, nous avons proposé de combiner cette méthode de réduction d'échelle avec une méthode de co-simulation pour considérer en même temps les non-linéarités dues au convertisseur électronique de puissance et les caractéristiques magnétiques du coupleur dans une plateforme de co-simulation. Cette plateforme a été développée à l'aide de deux outils logiciels basés sur un solveur circuit et un solveur éléments finis. Un dispositif expérimental de 1 kW a été proposé pour valider les deux méthodes. Les différents résultats et discussions montrent l'efficacité de ces méthodes et la possibilité d'étudier ce type de système à une échelle de puissance réduite, puis de l'étendre par extrapolation à une échelle de puissance beaucoup plus grande.

Financement

Ce programme de recherche est financé par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR) : projet ECOCES (Co-simulation de la compatibilité électromagnétique des systèmes électriques complexes), ANR-19-CE05-0016-05.

Références

- [1] S. Li and C. C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 4-17, March 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2319453.
- [2] S. J. Gerssen-Gondelach and A. P. C. Faaij, "Performance of batteries for electric vehicles on short and longer term," *Journal of Power Sources*, vol.212, pp. 111–129, Aug. 2012.
- [3] Hwang, Young J., and Jae Y. Jang. 2020. "Design and Analysis of a Novel Magnetic Coupler of an In-Wheel Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles" *Energies* 13, no. 2: 332.
- [4] Kadem K, Bensetti M, Le Bihan Y, Labouré E, Debbou M. Optimal Coupler Topology for Dynamic Wireless Power Transfer for Electric Vehicle. *Energies*. 2021; 14(13):3983. <https://doi.org/10.3390/en14133983>
- [5] P. -P. Ding, L. Bernard, L. Pichon and A. Razek, "Evaluation of Electromagnetic Fields in Human Body Exposed to Wireless Inductive Charging System," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 2, pp. 1037-1040, Feb. 2014, Art no. 7025704.

-
- [6] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (1 Hz to 100 kHz)," *Health Phys.*, vol. 99, no. 6, pp. 818–836, 2010.
- [7] Sumiya, Hayato & Takahashi, Eisuke & Yamaguchi, Nobuhisa & Tani, Keisuke & Nagai, Sakahisa & Fujita, Toshiyuki & Fujimoto, Hiroshi. (2021). Coil Scaling Law of Wireless Power Transfer Systems for Electromagnetic Field Leakage Evaluation for Electric Vehicles. *IEEJ Journal of Industry Applications*. 10. 589-597. 10.1541/ieejia.20009270.
- [8] Y. Zhang, S. Chen, X. Li, Z. She, F. Zhang and Y. Tang, "Coil Comparison and Downscaling Principles of Inductive Wireless Power Transfer Systems," 2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), Seoul, Korea (South), 2020, pp. 116-122, doi: 10.1109/WoW47795.2020.9291295.
- [9] Y. Fang and M. H. Pong, "Multiple Harmonics Analysis for Variable Frequency Variable Duty-Cycle Controlled Inductive Power Transfer Systems," 2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (Wow), Montreal, QC, Canada, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/WoW.2018.8450933.
- [10] W. Kabbara, M. Bensetti, T. Phulpin, A. Caillierez, S. Loudot, and D. Sadarnac, "A Control Strategy to Avoid Drop and Inrush Currents during Transient Phases in a Multi-Transmitters DIPT System," *Energies*, vol. 15, no. 8, p. 2911, Apr. 2022, doi: 10.3390/en15082911.
- [11] Hussain, I.; Woo, D.-K. Self-Inductance Calculation of the Archimedean Spiral Coil. *Energies* 2022, 15, 253. <https://doi.org/10.3390/en15010253>.
- [12] S. Yue, Y. Li, Q. Yang, X. Yu and C. Zhang, "Comparative Analysis of Core Loss Calculation Methods for Magnetic Materials Under Nonsinusoidal Excitations," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 54, no. 11, pp. 1-5, Nov. 2018, Art no. 6300605, doi: 10.1109/TMAG.2018.2842064.
- [13] MATLAB, version 9.8.0.1873465 (R2020a). Natick, Massachusetts: The Math-Works Inc., 2022. <https://www.comsol.com/livelink-for-MATLAB>. Accès: 3 Nov 2022.
- [14] A. B. Diallo, C. Vollaire, A. Breard, M. Bensetti and L. Pichon, "Co-simulation of Circuit/Circuit type Solvers for EMC Applications Using a New Relaxation Method," 2022 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC Europe, Gothenburg, Sweden, 2022, pp. 366-371, doi: 10.1109/EMCEurope51680.2022.9901244.

First Harmonic Approximation of a Full Bridge Rectifier with a Weak Capacitive Filter

Wassim KABBARA^{1,2}, Mohamed BENSETTI¹, Tanguy PHULPIN¹, Daniel SADARNAC¹,

Antoine CAILLIEREZ², Serge LOUDOT²

¹*GeePs - Group of electrical engineering - Paris, UMR CNRS 8507, CentraleSupélec, Université Paris-Saclay, Sorbonne Université, 3 & 11 rue Joliot Curie, Plateau de Moulon 91192 Gif-sur-Yvette, France*

²*Renault, 1 Avenue du Golf, 78084 Guyancourt, France*

Keywords: First Harmonic Approximation, Full Bridge Rectifier, Weak Capacitive Filter, DIPT

Abstract/Résumé

This paper provides an exhaustive model of a full bridge rectifier connected to a weak capacitive filter using the first harmonic approximation. The developed model aims to better analyze the behavior of dynamic inductive power transfer systems. It is represented as an equivalent resistance with its value given as a function of the circuit's parameters. The result is then confirmed by performing simulations using Matlab Simulink.

L'objectif de cet article est de fournir un modèle exhaustif d'un pont redresseur complet connecté à un filtre capacitif faible en utilisant l'approximation du premier harmonique. Ce modèle est développé pour mieux analyser le comportement des systèmes de transfert de puissance inductifs dynamiques. Le modèle équivalent résultant est représenté par une résistance équivalente dont la valeur est donnée en fonction des paramètres du circuit. Le résultat est ensuite confirmé en effectuant des simulations à l'aide de Matlab Simulink.

1 Introduction

High-frequency rectifiers with capacitive filtering play an important role in Dynamic Inductive Power Transfer (DIPT) systems [1]. They are used on the receiver's side to provide DC power from high-frequency AC. A comprehensive model is needed to better analyze DIPT system's behavior [2]. The first harmonic approximation is widely used to simplify the study of nonlinear power converters, especially in the case of resonant converters [3]. It is a standard practice to replace a full-bridge rectifier with an equivalent resistance proportional to the resistive load ($\cong R_{load} \frac{8}{\pi^2}$) [4]. However, such an approximation is only valid when a strong (ripple-free) capacitive filtering is provided at the rectifier's output. Therefore, with weak¹ output capacitance a new precise model is required. As a result, a new precise model is required and has been proposed in this paper.

¹ DC voltage bus has excessive variation. Therefore, could not be considered as a constant (ripple-free).

2 Problem Formulation

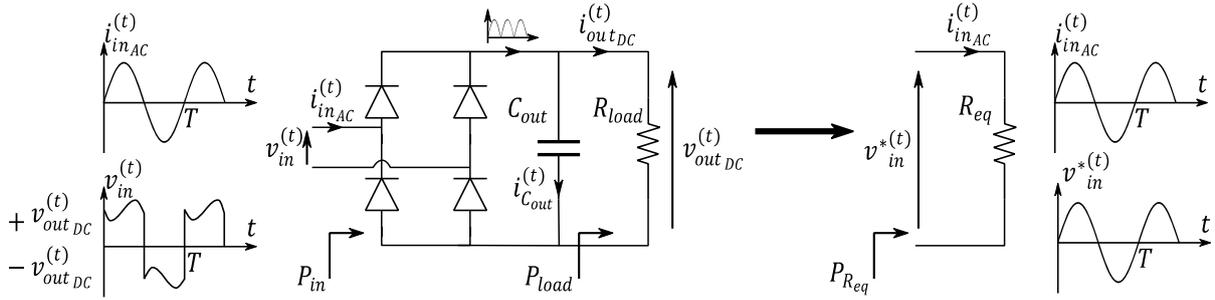


Figure 1: First harmonics approximation of a full bridge with a weak capacitive filter and a resistive Load

In the following, we consider a sinusoidal current source at the rectifier's input delivering I_{inAC} (RMS value). Figure 1 summarizes the basics of the first harmonics approximation in case of an under-sized C_{out} with excessive voltage variations noticed in a single period. According to this method, nonlinear loads causing non-sinusoidal voltages ($v_{in}^{(t)}$) can be approximated by an equivalent resistance (R_{eq}) with a sinusoidal voltage drop across ($v_{in}^{*(t)}$) where R_{eq} is based on the power identity² ($P_{in} = P_{Req}$). Before proceeding in the calculation of P_{in} we should solve for $v_{outDC}^{(t)}$. Since the frequency of the signals after the rectifier is doubled, calculations are solely performed over $\frac{T}{2}$. Based on Figure 1 the following basic equations can be established (Eq.(1)) :

$$\begin{cases} i_{inAC}^{(t)} = \sqrt{2}I_{inAC} \sin(\omega t) \\ |i_{inAC}^{(t)}| = i_{Cout}^{(t)} + i_{outDC}^{(t)} \\ i_{Cout}^{(t)} = C_{out} \frac{dv_{outDC}^{(t)}}{dt} \\ v_{outDC}^{(t)} = R_{load} i_{outDC}^{(t)} \end{cases} \quad (1)$$

By rearranging Eq.(1), the following linear 1st order equation can be defined (Eq.(2)):

$$\frac{dv_{outDC}^{(t)}}{dt} + \frac{1}{C_{out}R_{load}} v_{outDC}^{(t)} = \frac{\sqrt{2}I_{inAC}}{C_{out}} |\sin(\omega t)| \quad (2)$$

3 Solving for the equivalent model

Using the Bernoulli method for solving differential equations, Eq.(2) can be solved to find $v_{outDC}^{(t)}$ (Eq.(3))

$$\begin{cases} v_{outDC}^{(t)} = \text{sign}(\sin(\omega t)) \frac{\sqrt{2}I_{inAC}R_{load}(\sin(\omega t) - C_{out}R_{load}\omega \cos(\omega t))}{1 + C_{out}^2R_{load}^2\omega^2} + Q_n e^{\frac{-t}{C_{out}R_{load}}} \\ Q_n = \frac{2\sqrt{2}I_{inAC}C_{out}R_{load}^2\omega}{1 + C_{out}^2R_{load}^2\omega^2} e^{\frac{nT}{C_{out}R_{load}}} \left(\frac{1}{2} e^{\frac{-n\pi}{C_{out}R_{load}}} + \sum_{a=0}^{n-1} e^{\frac{-a\pi}{C_{out}R_{load}}} \right) \\ \text{valid for: } n\frac{T}{2} < t < (n+1)\frac{T}{2}; \forall n \in \mathbb{N}_0 \\ Q \text{ is a constant that should be updated in each interval to insure continuity} \end{cases} \quad (3)$$

² All semiconductors and passive components are supposed to be ideal and the ESR of the capacitor is not taken in to account in this study.

Using the founded expression of $v_{outDC}^{(t)}$, P_{in} can be calculated in the steady state as the following:

$$\begin{aligned}
P_{in} &= \frac{1}{T} \int_t^{t+T} v_{in}^{(t)} i_{inAC}^{(t)} dt = \frac{2}{T} \int_{n\frac{T}{2}}^{(n+1)\frac{T}{2}} v_{outDC}^{(t)} i_{inAC}^{(t)} dt = \frac{2}{T} \int_{n\frac{T}{2}}^{(n+1)\frac{T}{2}} v_{outDC}^{(t)} (i_{Cout}^{(t)} + i_{outDC}^{(t)}) dt \\
&= \frac{2}{T} \int_{n\frac{T}{2}}^{(n+1)\frac{T}{2}} v_{outDC}^{(t)} \left(C_{out} \frac{dv_{outDC}^{(t)}}{dt} + \frac{v_{outDC}^{(t)}}{R_{load}} \right) dt \\
&= C_{out} \frac{2}{T} \int_{n\frac{T}{2}}^{(n+1)\frac{T}{2}} v_{outDC}^{(t)} dv_{outDC}^{(t)} + \frac{1}{R_{load}} \frac{2}{T} \int_{n\frac{T}{2}}^{(n+1)\frac{T}{2}} (v_{outDC}^{(t)})^2 dt \\
&= C_{out} \frac{1}{T} [v_{outDC}^2]_{n\frac{T}{2}}^{(n+1)\frac{T}{2}} + \frac{1}{R_{load}} \frac{2}{T} \int_{n\frac{T}{2}}^{(n+1)\frac{T}{2}} (v_{outDC}^{(t)})^2 dt \\
&\cong 0 + \frac{1}{R_{load}} \frac{2}{T} \int_{n\frac{T}{2}}^{(n+1)\frac{T}{2}} (v_{outDC}^{(t)})^2 dt \\
P_{in} &\cong \frac{1}{R_{load}} \frac{2}{T} \int_{n\frac{T}{2}}^{(n+1)\frac{T}{2}} (v_{outDC}^{(t)})^2 dt \\
&\text{steady state: } \left(v_{outDC}(t) \cong v_{outDC} \left(t + \frac{T}{2} \right) \right)
\end{aligned} \tag{4}$$

It can be noted that reaching the steady state is faster when the product value $C_{out}R_{load}$ is smaller with respect to the period of $i_{inAC}^{(t)}$. In order to find the expression of P_{in} , Eq.(3) and Eq.(4) are combined. The result is given in Eq.(5).

$$P_{in} \cong \frac{2\pi I_{inAC}^2 R_{load}}{2\pi(C_{out}^2 R_{load}^2 \omega^2 + 1)} + \frac{C_{out} \omega Q_n^2}{2\pi} \left(\frac{e^{\frac{2\pi(n+1)}{\omega C_{out} R_{load}}} - e^{\frac{2\pi n}{\omega C_{out} R_{load}}}}{e^{\frac{2\pi(2n+1)}{\omega C_{out} R_{load}}}} \right) \tag{5}$$

By replacing the value of Q_n calculated in Eq. (3), Eq.(5) can be simplified to the following:

$$\left\{ \begin{aligned} P_{in} &\cong \frac{2\pi I_{inAC}^2 R_{load}}{2\pi(C_{out}^2 R_{load}^2 \omega^2 + 1)} + \frac{8I_{inAC}^2 C_{out}^3 R_{load}^4 \omega^3}{2\pi(C_{out}^2 R_{load}^2 \omega^2 + 1)^2} \left(1 - e^{\frac{-2\pi}{\omega C_{out} R_{load}}} \right) A_n^2 \\ A_n &= \frac{1}{2} e^{\frac{-n\pi}{\omega C_{out} R_{load}}} + \sum_{a=0}^{a=n-1} e^{\frac{-a\pi}{\omega C_{out} R_{load}}} \end{aligned} \right. \tag{6}$$

A_n could be simplified using the geometrical sum identity presented in Eq.(7).

$$\sum_{a=0}^{a=m} h^a = \frac{1 - h^{m+1}}{1 - h} \tag{7}$$

Therefore A_n could be rewritten as:

$$A_n = \frac{1}{2} e^{\frac{-n\pi}{\omega C_{out} R_{load}}} + \frac{1 - e^{\frac{-\pi n}{\omega C_{out} R_{load}}}}{1 - e^{\frac{-\pi}{\omega C_{out} R_{load}}}} \tag{8}$$

In order to estimate calculate P_{in} at the steady state the limit of A_n is computed as $n \rightarrow +\infty$.

$$\lim_{n \rightarrow +\infty} A_n^2 = \frac{1}{\left(1 - e^{\frac{-\pi}{\omega C_{out} R_{load}}} \right)^2} \tag{9}$$

Combining Eq.(6) and Eq.(9) an estimation of P_{in} at the steady state could be written as the following:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} P_{in} = \frac{2\pi I_{inAC}^2 R_{load}}{2\pi(C_{out}^2 R_{load}^2 \omega^2 + 1)} + \frac{8I_{inAC}^2 C_{out}^3 R_{load}^4 \omega^3}{2\pi(C_{out}^2 R_{load}^2 \omega^2 + 1)^2} \left(\frac{1 - e^{\frac{-2\pi}{\omega C_{out} R_{load}}}}{\left(1 - e^{\frac{-\pi}{\omega C_{out} R_{load}}}\right)^2} \right) \quad (10)$$

Now the expression of R_{eq} , at steady state, that is based on the power identity ($P_{in} = P_{Req}$) is provided in Eq.(11):

$$R_{eq} \cong \frac{2\pi R_{load}}{2\pi(C_{out}^2 R_{load}^2 \omega^2 + 1)} + \frac{8C_{out}^3 R_{load}^4 \omega^3}{2\pi(C_{out}^2 R_{load}^2 \omega^2 + 1)^2} \left(\frac{1 - e^{\frac{-2\pi}{\omega C_{out} R_{load}}}}{\left(1 - e^{\frac{-\pi}{\omega C_{out} R_{load}}}\right)^2} \right) \quad (11)$$

4 Simulations

Figure 2, compares the results of the first harmonics approximation based on a weak capacitive filtering ($C_{out}R_{load} \cong \frac{T}{10}$) at steady state (where T is the period of the sinusoidal input current). Results show a great precision of the developed expression in Eq.(11) (named method 2). On the other hand, results presented in Figure 3 shows that strong capacitive filtering could be considered starting from ($C_{out}R_{load} \cong T$) where the known equation $R_{load} \frac{8}{\pi^2}$ (named method 1) could be used with negligible error. It is important to keep in mind that the developed first harmonics approximation is only valid at steady state. If either the magnitude, phase or frequency of $i_{inAC}^{(t)}$ changes faster than the time needed to reach the steady state, then static values of R_{eq} could not be used. In that case, first harmonic method would not be a suitable approach.

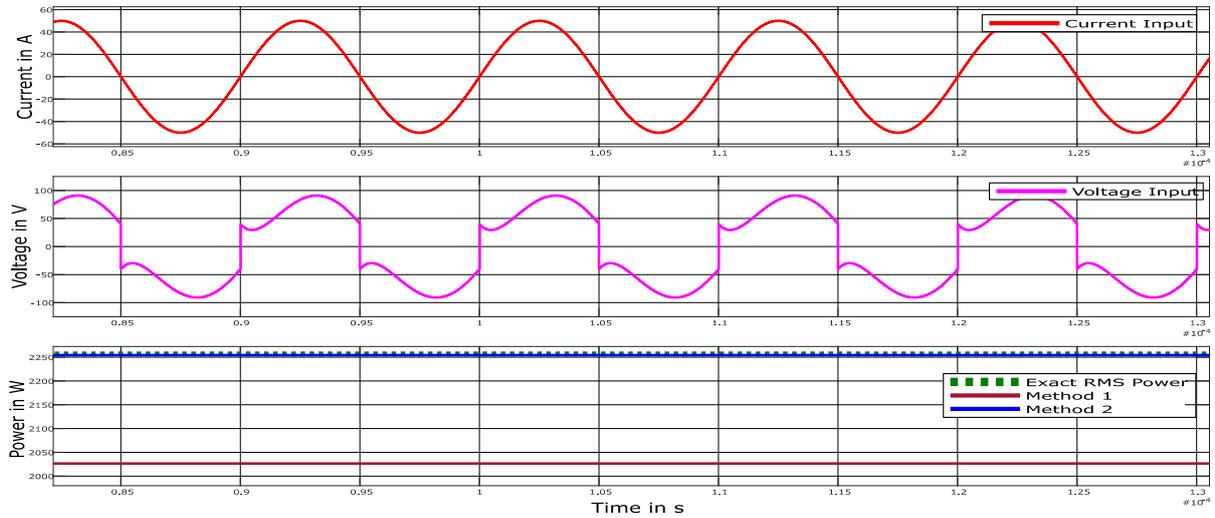


Figure 2: Comparison of first harmonic approximation based on method 1 ($R_{load} \frac{8}{\pi^2}$) and method 2 (Eq.(11)) in a **weak** capacitive filtering ($C_{out}R_{load} \cong \frac{T}{10}$)

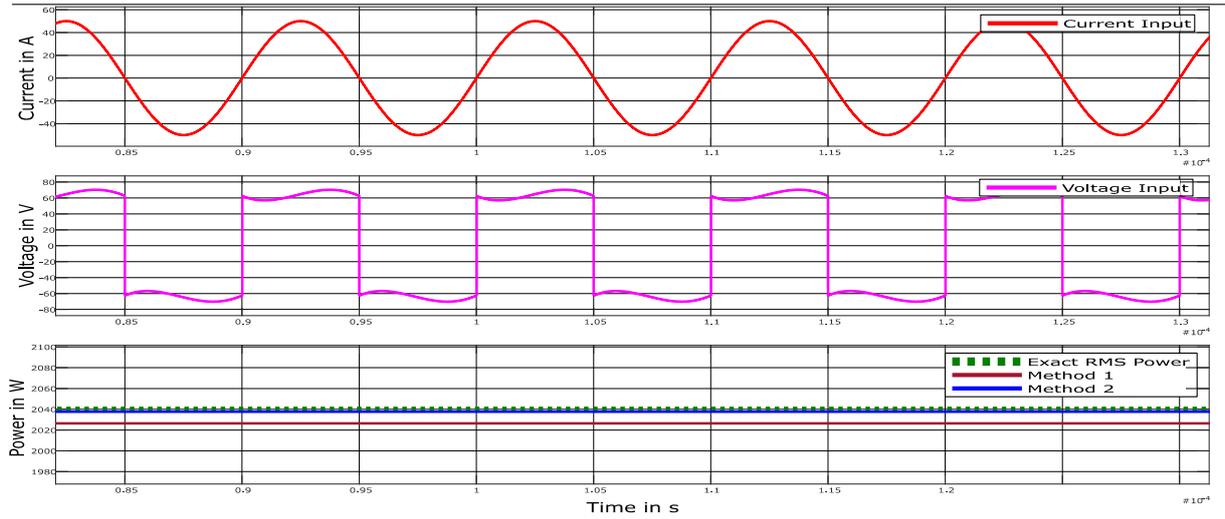


Figure 3: Comparison of first harmonic approximation based on method 1 ($\cong R_{load} \frac{8}{\pi^2}$) and method 2 (Eq.(11)) in a **strong** capacitive filtering ($C_{out}R_{load} \cong T$)

5 Conclusion

This paper's contribution lies in providing an exhaustive model for a full bridge rectifier connected to a weak capacitive filter using the first harmonic approximation. The developed model permits to better analyze the DIPT systems where a full bridge rectifier plays an important role. The resulting equivalent model was formalised as an equivalent resistance with its value given in function of the circuit's parameters. Details of the calculations were provided. Moreover, the model was validated using Matlab Simulink.

Bibliography

- [1] G. A. Covic and J. T. Boys, "Modern Trends in Inductive Power Transfer for Transportation Applications," IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron., vol. 1, no. 1, pp. 28–41, Mar. 2013, doi: 10.1109/JESTPE.2013.2264473.
- [2] J. Hou, Q. Chen, X. Ren, X. Ruan, S.-C. Wong, and C. K. Tse, "Precise Characteristics Analysis of Series/Series-Parallel Compensated Contactless Resonant Converter," IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron., vol. 3, no. 1, pp. 101–110, Mar. 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2320524.
- [3] R. L. Steigerwald, "A comparison of half-bridge resonant converter topologies," IEEE Trans. Power Electron., vol. 3, no. 2, pp. 174–182, Apr. 1988, doi: 10.1109/63.4347.
- [4] A. Bucher and T. Duerbaum, "Analysis and design of a contactless power transmission system based on the extended first harmonic approximation," in 2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Oct. 2012, pp. 1–7. doi: 10.1109/IAS.2012.6374114.

Table de transfert d'énergie sans contact

Tanguy PHULPIN, Doha NAJI, Vinicius De MORAES, Wassim KABBARA

GeePs - Group of electrical engineering - Paris, UMR CNRS 8507, CentraleSupélec, Université Paris-Saclay, Sorbonne Université, 3 & 11 rue Joliot Curie, Plateau de Moulon 91192 Gif-sur-Yvette, France

Mots clés (en français et en anglais) : Transfert d'énergie Inductif, MIMO IPT, Etude Magnétique

Résumé/Abstract

Le transfert d'énergie inductif est une technologie en développement, tant pour les véhicules électriques que pour les applications domestiques. Ce travail de gestion d'énergie, au cœur des ondes électromagnétiques, porte sur la réalisation d'une table composée de plusieurs, par exemple 9 bobines émettrices reliées en série, dédiées à alimenter une ou plusieurs bobines réceptrices reliées à un redresseur pour y transférer suffisamment d'énergie et alimenter ainsi un appareil électronique posé sur la table. Des modélisations via le logiciel COMSOL, puis des réalisations de ces prototypes nous renseignent sur l'intérêt d'une telle structure dont les applications pourraient être diverses telles que dans une maison intelligente ou encore pour la recharge de drones.

Inductive Power Transfer (IPT) is a developing technology, both for electric vehicles and for domestic applications. The presented work concerns the realization of a universal charging table composed of several transmitting coils, for example 9, connected in series or in parallel dedicated to transferring power to one or more receiving coils connected to a rectifier whose purpose is to transfer enough energy to power an electronic device placed on the table. System's modeling is done via the COMSOL software, then the realization of these prototypes informs us about the interest of such a structure whose applications could be various such as in a smart house or for the charging of drones.

1 Introduction

Aujourd'hui, le TRansfert d'Energie Sans Contact (TRESA) se développe fortement, sous l'impulsion des véhicules électriques notamment. Il est possible d'utiliser pour cela le transfert d'énergie sans contact capacitif ou inductif même si pour de faibles puissances, l'inductif est privilégié car présentant un meilleur rendement [1]. C'est donc sur ce dernier que nous allons nous focaliser dans cette étude dont le but est de réaliser une table de transfert d'énergie sans contact. Ce genre de travaux avait déjà été proposé, sans prendre en considération les aspects de norme électromagnétique à respecter, limitant ainsi de facto la commercialisation du système [2]. Récemment, Apple ainsi que de nombreux industriels ont proposé des chargeurs sans contacts en considérant seulement une bobine et non tout une surface.

Présentement, plusieurs bobines primaires, présentant un blindage en ferrite à leur recto [3], sont reliées en série afin de pouvoir alimenter une ou plusieurs bobines secondaires isolées. Il serait ainsi possible de poser son téléphone ou son ordinateur sur la table et de le recharger sans aucuns branchements additionnels hormis potentiellement un adaptateur composé d'une bobine secondaire et d'un redresseur. L'idée de ce dispositif est d'éviter les connexions, sources de défaillances et de gênes, et de limiter le champ magnétique rayonné en utilisant le principe de compensation des lignes de champ magnétique soit, en opposant le passage du courant dans chaque bobines primaires adjacentes. Ainsi le champ magnétique résultant est nettement atténué par rapport à une bobine seule, sauf dans le cas où un transfert d'énergie est souhaité, avec la présence d'une bobine secondaire. Auquel cas via le coefficient de couplage du dispositif, une tension est induite dans le secondaire alors que le champ magnétique rayonné aux alentours reste très faible, sous la norme fixée par l'ICNIRP [4]. Afin de valider le fonctionnement de cette table et de l'optimiser, des simulations sous le logiciel COMSOL sont réalisées puis validées expérimentalement. Des conclusions et des perspectives seront enfin proposés.

2 Modélisation de la table

Pour réaliser ces prototype, nous avons utilisé des inductances de forme ronde bien que rectangulaire fût plus judicieux pour minimiser le champ magnétique résultant et maximiser les zones de transfert d'énergie. Nous les avons simulés en série en considérant un courant sinus d'amplitude 0,3A et de fréquence 100kHz, circulant en opposition de phase entre chaque bobine adjacente, comme représenté en Figure 1.(a). Sans aucuns récepteurs au secondaire, la mesure de l'induction magnétique à 5 cm au dessus des bobines émettrices reste très faible, autour de 13,7 μ T puisque intrinsèquement compensée par les bobines adjacentes alors qu'il est pour une bobine seule de 23,3 μ T et pour un ensemble de bobine polarisé dans le même sens nettement plus important. Lorsque nous simulons une bobine réceptrice, nous observons un coefficient de couplage assez faible, qui décroît rapidement avec l'écartement, Figure 1.b. Cette valeur de coefficient de couplage semble logique d'après la théorie [5] et le

fait que l'inductance équivalente du primaire soit nettement supérieure à l'inductance du secondaire, mais cela n'est pas rédhibitoire du fait de l'importance de la valeur de la mutuelle, qui, pour une fréquence de résonance équivalente du primaire et du secondaire, maximise le transfert d'énergie [6].

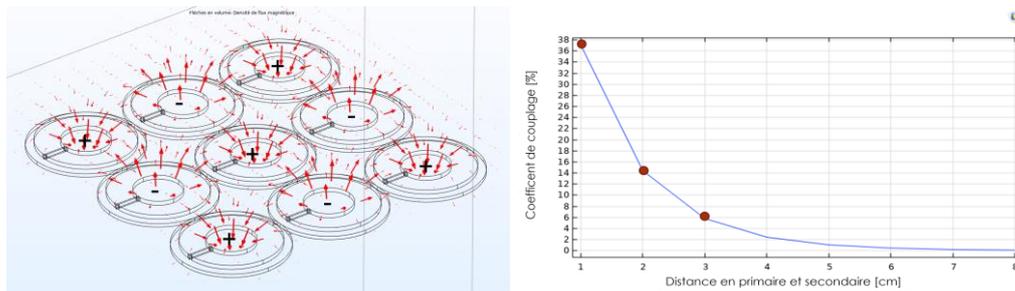


Figure 1: (a) Modélisation COMSOL de la table de transfert d'énergie avec plusieurs bobines émettrices possédant un courant opposé et un seul secondaire ; (b) Modélisation COMSOL du coefficient de couplage entre une bobine réceptrice positionnée exactement au dessus de la bobine émettrice centrale.

3 Réalisation des prototypes

Après ajout de capacités de compensation adaptés et soudure des 9 bobines émettrices, en considérant l'inversion des sens de chaque bobine, nous mesurons à l'analyseur d'impédance la fréquence de résonance correspondante de la bobine équivalente de la table lorsqu'une bobine réceptrice est présente. La valeur de la capacité est ainsi calculée pour avoir une résonance série-série autour de 100kHz. Lors du test (Figure 1.(a) et (b)), une plaque de 0,5 cm de plexiglass repose sur les inductances primaires, un signal continu de 30V-0,3A est converti par un onduleur dont nous pouvons régler la fréquence. Le maximum de courant est transféré pour une fréquence de 110kHz. Cette différence par rapport aux 100kHz théorique s'explique par l'addition d'inductance via les fils de câblage. La puissance transférée est suffisante pour allumer la charge composée d'une capacité, calculée pour compenser le déphasage lié à la bobine, et d'une lampe. Un courant de 2A est observé au secondaire pour un rendement mesuré d'environ 75% en considérant tout le système.

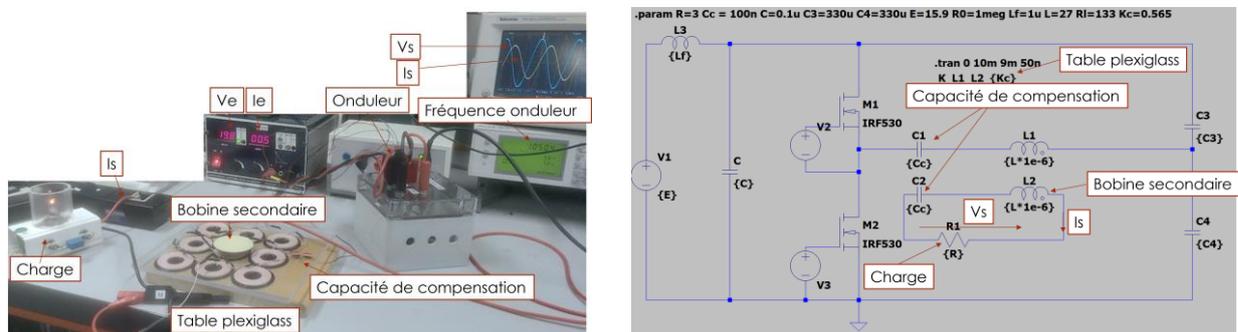


Figure 2: (a) Photographie du banc de test avec onduleur puis coupleur primaire en série et en parallèle ; (b) Simulation LTSpice de la table de transfert d'énergie sans contact

Le maximum de transfert de puissance se produit lorsque la bobine secondaire est parfaitement en face d'une bobine primaire, justifiant ainsi l'amélioration du prototype avec l'utilisation d'une géométrie carrée des bobines de la table primaire. L'étude de l'alignement des bobines n'a pas été investiguée plus en détails comme dans [7] car nous avons considéré que l'induction rayonnée était maximale lorsque le courant primaire était maximale, ce qui était le cas seulement lors du centrage de la bobine secondaire avec celle primaire. Les valeurs d'induction magnétique sont relevées à l'aide d'une sonde inductive et sont répertoriées dans le tableau suivant (Tableau 1).

Tableau 1 : Mesures de champ magnétique au niveau du secondaire du système, soit 0,5 cm au dessus

Caractéristiques électriques	Induction (μT)
Bobine seule	354,816
Table TRESC	214,272

Les résultats parlent d'eux-mêmes quant à l'efficacité du dispositif par rapport à la réduction du champ magnétique rayonné. La norme étant de l'ordre de 6 μT , une épaisseur de plexiglass supérieure est nécessaire mais notons que

cette configuration de bobinage est indispensable pour une éventuelle commercialisation. Il est à noter également qu'avec un courant primaire supérieure, les émissions rayonnées pourraient être également supérieures, mais un compromis avec l'épaisseur de la table plexiglass doit être trouvé. De plus, l'induction mesuré sur la bobine extérieur n'est pas compensée entièrement. Une solution est alors proposée pour résoudre cette problématique avec l'ajout sur l'extérieur de la table, coté secondaire, d'une lisière composée de matériaux magnétique tels que des ferrites (*Figure 1*).



Figure 3: Proposition d'amélioration du dispositif avec bobine de forme carré et lisière de ferrite sur la table au secondaire

Des cartographies via Comsol sont réalisés afin de valider l'intérêt de la lisière magnétique. Une réduction d'un facteur deux est observée, ce qui est moins performant que la réduction liée à la compensation mais ce qui permet tout de même de réduire ce rayonnement.

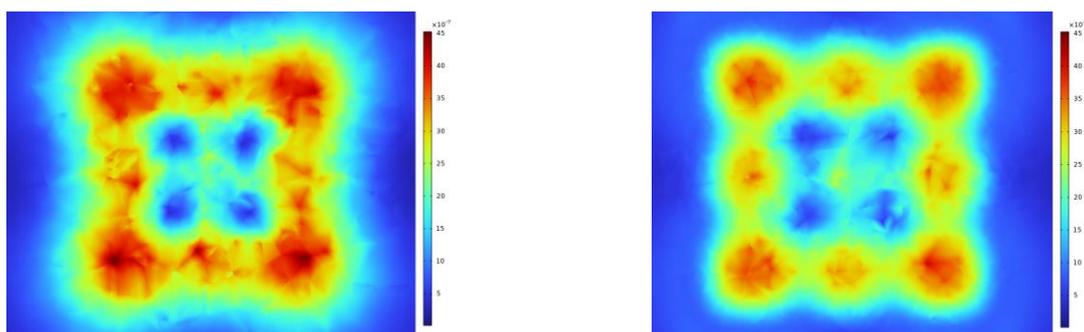


Figure 4: (a) Modélisation COMSOL de l'induction magnétique mesurée à 5cm au dessus de la table de transfert d'énergie sans lisière ; (b) Modélisation COMSOL de l'induction magnétique mesurée à 5cm au dessus de la table de transfert d'énergie avec lisière

4 Mesure de puissance pour plusieurs secondaires

L'idée de cette table est de pouvoir transférer de l'énergie à plusieurs secondaires pour charger plusieurs appareils en simultanément ou plusieurs secondaires pour un transfert d'une puissance plus grande. Un second prototype est alors ajouté à l'expérience (*Figure 4*). Bien que les deux bobines secondaire soient fonctionnelles, donc que les deux lampes soient allumés, la puissance reçue par la première bobine et sa charge est légèrement diminuée. Les résultats et la différence entre 1 bobine et 2 bobines secondaires sont consignés dans le tableau suivant dans lequel V_{in} est la tension en sortie de l'onduleur (Tableau 2). Pour leur fréquence de résonance respective, L'ajout d'une seconde charge a pour effet de diminuer le courant dans la charge 1. Un courant plus important est également fourni par l'alimentation DC passant de 900 mA à 779 mA. La seconde charge est néanmoins allumée avec un courant non négligeable de 1,53 A, quasiment égal au premier courant 1,47A. Cette différence peut-être provoqué par la non exactitude du centrage des bobines secondaires. Un fonctionnement avec plusieurs bobines identiques augmenterait linéairement la puissance fournie et donc reçu par les charges.

Les perspectives à la suite de ce travail serait de réaliser une table plus grande entièrement maillée d'inductance carrées, peut-être en faisant seulement des rangées de bobines connecté ensemble avec à chaque fois un condensateur à l'entrée afin de limiter la résistance DC de chaque rangée bobine, puis de réaliser un secondaire constitué de quatre bobines en opposition de phase, de manière à transférer suffisamment de puissance pour

alimenter par exemple un ordinateur. La taille et le choix des conducteurs limite actuellement l'échauffement admissible, et peut être optimisée pour autoriser une puissance supérieure de charge de l'appareil. Enfin, un travail sur l'optimisation de la tailles des bobines, et de leur nombre de brin, voire leur épaisseur sera pertinente de manière à augmenter la puissance transférable tout en garantissant un champ magnétique émis au niveau de la table inférieur à la norme en vigueur.

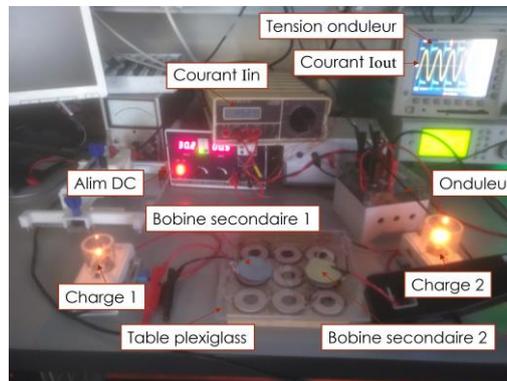


Figure 4: Photographie du banc de test avec ondulateur puis coupleur primaire avec compensation série-série et deux inductances secondaires reliées à leur charge

Caracs électriques	Lampe 1	Lamp 2	Onduleur
Centré 1 bobine $f=105,4$ kHz	$V_{out1}=3,9V$ $I_{out1}=2,12A$	X	$V_{in}=15$ V $I_{in}=0,778$ A
Centré 2 bobines $f=111$ kHz	$V_{out1}=1,87$ V $I_{out1}=1,47$ A	$V_{out2}=2,27$ V $I_{out2}=1,53$ A	$V_{in}=15$ V $I_{in}=0,900$ A

Tableau 2 : Comparaison électrique du système avec un ou deux secondaires

5 Conclusions

L'idée d'une table de transfert d'énergie sans contact par induction sous les seuils réglementaires d'émission de champ magnétique est présentée dans cette étude. La preuve de fonctionnement a été apportée par simulation et expérimentalement et laisse entrevoir de nombreux critères d'optimisation pour diverses applications. La validation du prototype de table de transfert d'énergie sans contact respectant les normes permet d'imaginer des futurs innovations.

Références bibliographiques

- [1] J. Dai and D. C. Ludois, "A Survey of Wireless Power Transfer and a Critical Comparison of Inductive and Capacitive Coupling for Small Gap Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 11, pp. 6017-6029, Nov. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2415253.
- [2] C. L. W. Sonntag, E. A. Lomonova, J. L. Duarte, and A. J. A. Vandepu, "Specialized Receiver for Three-Phase Contactless Energy Transfer Desktop Applications," The 12th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-11, September 2007.
- [3] Datasheet TDK "WT505090-20K2-A10"
- [4] "ICNIRP GUIDELINES FOR LIMITING EXPOSURE TO TIME-VARYING ELECTRIC AND MAGNETIC FIELDS (1 Hz TO 100 kHz)," *Health Phys.*, vol. 99, no. 6, pp. 818-836, Dec. 2010, doi: 10.1097/HP.0b013e3181f06c86.
- [5] J. Zhang, D. Qu, Z. Wang, X. Yuan, W. Sun, et H. Liu, « A Study of Effective Coupling Coefficient and Its Application to Evaluate the WPT Pads », in *2019 IEEE 3rd International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, Beijing, China, sept. 2019, p. 1568-1572. doi: [10.1109/CIEEC47146.2019.CIEEC-2019562](https://doi.org/10.1109/CIEEC47146.2019.CIEEC-2019562).
- [6] X. Dai, X. Li, et Y. Li, « Cross-coupling coefficient estimation between multi-receivers in WPT system », in *2017 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*, Chongqing, China, mai 2017, p. 1-4. doi: [10.1109/WoW.2017.7959388](https://doi.org/10.1109/WoW.2017.7959388).
- [7] J. Li, F. Yin, L. Wang, B. Cui, et D. Yang, « Electromagnetic Induction Position Sensor Applied to Anti-Misalignment Wireless Charging for UAVs », *IEEE Sensors J.*, vol. 20, n° 1, p. 515-524, janv. 2020, doi: [10.1109/JSEN.2019.2940925](https://doi.org/10.1109/JSEN.2019.2940925).

Évaluation de l'Efficacité de Blindage Large-Bande d'un Panneau Composite pour les Boîtiers de Protection

Assessment of Broadband Shielding Effectiveness of Composite Panels for Protective Enclosures

Paul Clérico¹, Lionel Pichon¹, Xavier Mininger¹, Olivier Dubrunfaut¹, Florian Monsef¹, Chadi Gannouni¹, Delong He², Jinbo Bai², et Laurent Prévond³

¹Laboratoire de Génie Électrique et Électronique de Paris, CentraleSupélec, CNRS, Université Paris-Saclay, 91192 Gif-sur-Yvette, Sorbonne Université, 75252 Paris, France, paul.clerico@centralesupelec.fr

²Laboratoire de Mécanique Paris-Saclay, CentraleSupélec, ENS Paris-Saclay, CNRS, Université Paris-Saclay, 91190 Gif-sur-Yvette, France

³SATIE-CNAM, ENS Paris-Saclay, CNRS, Université Paris-Saclay, 91190 Gif-sur-Yvette, France

*Composite, Boîtier, Champ lointain et proche, Efficacité de blindage
Composite, Enclosure, Far- and Near-field, Shielding effectiveness*

Résumé/Abstract

Le papier étudie l'efficacité de blindage d'un boîtier métallique avec un capot composite multicouche sur une large bande de fréquences, allant du blindage magnétique en champ proche (1 Hz – 1 MHz) au blindage électromagnétique en champ lointain (4 GHz – 14 GHz). Deux boîtiers ont été considérés : un boîtier conducteur en aluminium (Al) et un boîtier magnétique en acier. Le composite multicouche est un tricot combinant une fine couche conductrice de graphène et une fine couche magnétique d'un alliage Fe-Ni placées de part et d'autre d'une plaque en fibre de verre. Afin de déterminer l'efficacité de blindage de ces boîtiers à la fois à basses fréquences et à hautes fréquences, deux dispositifs expérimentaux et deux modèles numériques ont été développés. L'utilisation du capot composite, à la place du capot métallique, donne un niveau d'efficacité de blindage similaire en champ lointain et une efficacité de blindage spécifique (i.e. efficacité de blindage divisée par la densité du matériau) plus élevée en champ proche de 1 Hz à 2 kHz. Cette analyse quantitative est un premier pas pour concevoir des boîtiers entièrement fait avec des plaques composites afin de faire face aux contraintes CEM dans les systèmes embarqués.

The paper investigates the shielding effectiveness (SE) of a metallic enclosure with a multilayer composite cover over a wide frequency range, from near-field magnetic shielding (1 Hz – 1 MHz) to far-field electromagnetic shielding (4 GHz – 14 GHz). Two enclosures are considered: a conductive enclosure made of aluminum (Al) and a magnetic enclosure made of steel. The multilayer composite is a trilayer combining a thin conductive layer of graphene and a thin magnetic layer of a Fe-Ni alloy on either side of a fiberglass plate. To determine the SE of these enclosures in both low-frequency and high-frequency approaches, two experimental setups and two numerical models are developed. The use of the composite cover, instead of the metallic one, gives a similar level of SE in the far-field and a higher specific SE (i.e. SE divided by the material density) in the near-field from 1 Hz to 2 kHz. Such quantitative analysis is the first step to design practical enclosures entirely covered with composite panels to face EMC constraints in embedded systems.

1 Introduction

The recent growing use of electronic devices, especially in the automotive and aeronautic industries, led to an increase in different sources of disturbance. These disturbances can lead to serious problems in the performance and reliability of electronic systems due to electromagnetic interference (EMI). Thus, manufacturers design their products to reduce or eliminate the effects of these interferences. One solution is the use of electromagnetic shielding as an enclosure.

Metallic enclosures are commonly used thanks to their natural efficiency to face EMI [1]. However, to facilitate the integration of embedded devices and reduce the mass of equipment in the automotive and aircraft industries, lightweight composites present a strong interest. From the literature, shielding enclosures are either designed for low-frequency applications from DC (Direct Current) to tens of kHz [2], or for high-frequency applications from a few MHz to several GHz [3]. Furthermore, most studies focused only on a restricted frequency range. However, in transportation means, embedded personal communication devices increase the range of frequencies, and at the

same time, vehicle electrification enhances the radiated perturbations of power systems which mainly operate at low frequencies.

In this context, this paper investigates numerically and experimentally the shielding effectiveness (SE) of a lightweight multilayered composite used as an enclosure cover over a wide frequency range. The proposed multilayer is a three-layer composite [4] combining a thin conductive layer of graphene and a thin magnetic layer of a Fe-Ni alloy, called Mu-ferro. Between these two layers, a glass-fiber composite (GFC) sheet is used as a mechanical support.

2 Materials, experimental setups, and numerical models

2.1 Enclosure and materials

In this study, two enclosures are considered: a conductive enclosure made of aluminum (Al) and a magnetic enclosure made of steel. The use of the composite cover is compared to the metallic ones. Figure 1 shows a picture of the Al enclosure alongside a schematic transversal cut with the composite cover. The external sizes of both enclosures are 120 mm x 120 mm x 92 mm. The walls and the GFC thicknesses are 2 mm. Graphene and Mu-ferro thicknesses are respectively 50 μm and 23 μm . A small square hole (7 mm x 7 mm) is made on one side of the enclosure for experimental measurements.

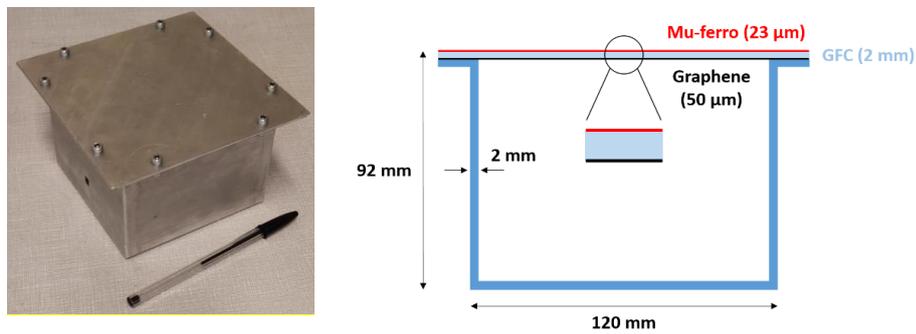


Figure 1: Al enclosure and schematic diagram with the trilayer composite cover

The properties of each material are listed in Table 1. The conductivity is deduced from resistivity measurements performed by a four-probe method. Relative permeabilities of steel and Mu-Ferro are obtained from experimental measurements of the SE of plane samples in the near-field (1 Hz - 1 MHz) [4]. The steel permeability is considered constant in this frequency range. However, the change in permeability of the Mu-Ferro layer is taken into account. In the case of far-field simulations (> GHz), all relative permeabilities are considered equal to 1.

Material	Thickness	Conductivity (S/m)	Relative Permeability
Al	2 mm	35.8e6	1
Steel	2 mm	7.7e6	140 (1 Hz – 1 MHz) 1 (4 GHz – 14 GHz)
Mu-ferro	23 μm	4.8e5	11 380 (1 Hz) 560 (1 MHz) 1 (4 GHz – 14 GHz)
Graphene	50 μm	8.5e5	1
GFC	2 mm	1e-12	1

Table 1: Thickness, conductivity, and relative permeability of each material

2.2 Experimental setups and 3D numerical models

Figure 2 and Figure 3 present experimental setups respectively for the low-frequency and high-frequency shielding measurements. For the low-frequency range, from 100 Hz to 1 MHz, the SE is determined from the measurements of the magnetic field generated by a coil placed inside the enclosure. An impedance/gain-phase (HP4104A) analyzer is used to obtain the gain (dB) between two circular coils of 50 turns with a diameter of 3 cm and a height of 1 cm. The distance between the emitting coil (Fig. 2 (a)), centered inside the enclosure, and the receiving coil (Fig. 2 (b)), placed above, is 60 mm. For the high-frequency range, from 4 GHz to 14 GHz, the SE is determined from the measurement of the electrical field inside the enclosure via an optical probe. A vector network analyzer (R&S®ZVA67) is used to obtain the transmission coefficient $S_{21\text{dB}}$ between an exciting horn antenna and the

optical probe (Fig. 3 (a)). To avoid disturbances, measurements are performed in an anechoic chamber. The distance between the horn antenna and the enclosure is 700 mm.

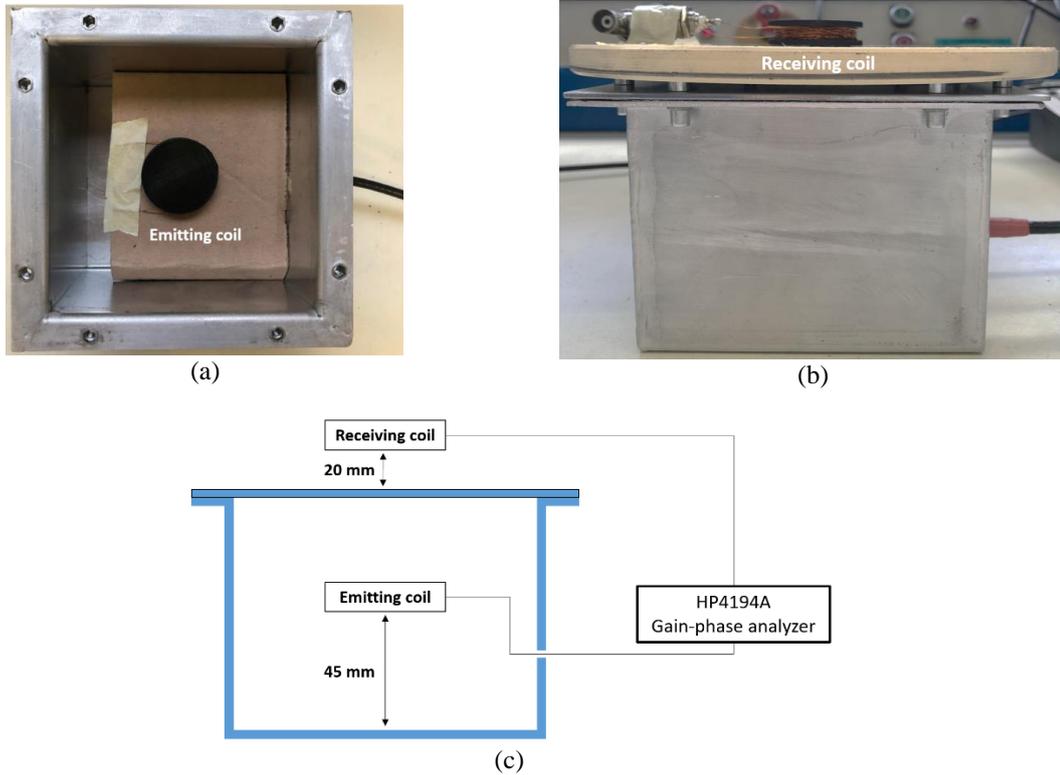


Figure 2: Experimental setup for the low-frequency shielding measurements, view of the centered emitting coil (a), view of the receiving coil (b), and schematic diagram of the setup (c)

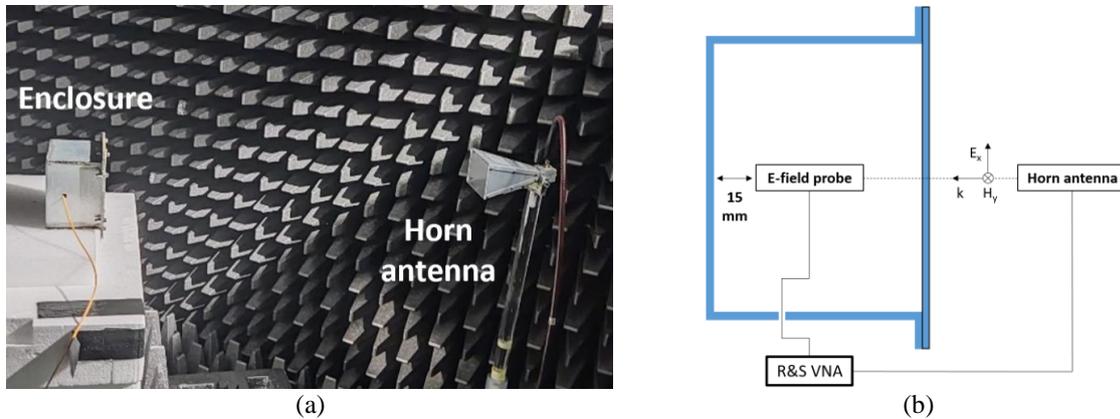


Figure 3: Experimental setup for the high-frequency shielding measurements, view of the anechoic chamber (a), and schematic diagram of the setup (b)

Two numerical models corresponding to the experimental setups are developed with COMSOL Multiphysics, a FEM commercial software covering both low-frequency and wave propagation issues. Both configurations are presented in Figure 4. Only one-quarter of the enclosure is considered to reduce computation time. For the low-frequency configuration, the numerical model is developed with the AC/DC module. The emitting and receiving coils are respectively simplified by a circular filamentary loop and a measuring point. The modeling of thin-layer is quite challenging, especially in 3D applications. Thus, to simplify numerical calculations, Artificial Material-Single Layer (AMSL) method [5] is used to mesh enclosure walls by only 4-parallelepiped entities in the thickness. For the composite cover, a homogenization method [6] is applied before using the AMSL method. For the high-frequency configuration, the numerical model is developed with the RF module. The optical E-field probe is reduced to a measuring point. The enclosure is illuminated by a plane wave polarized along the x-axis.

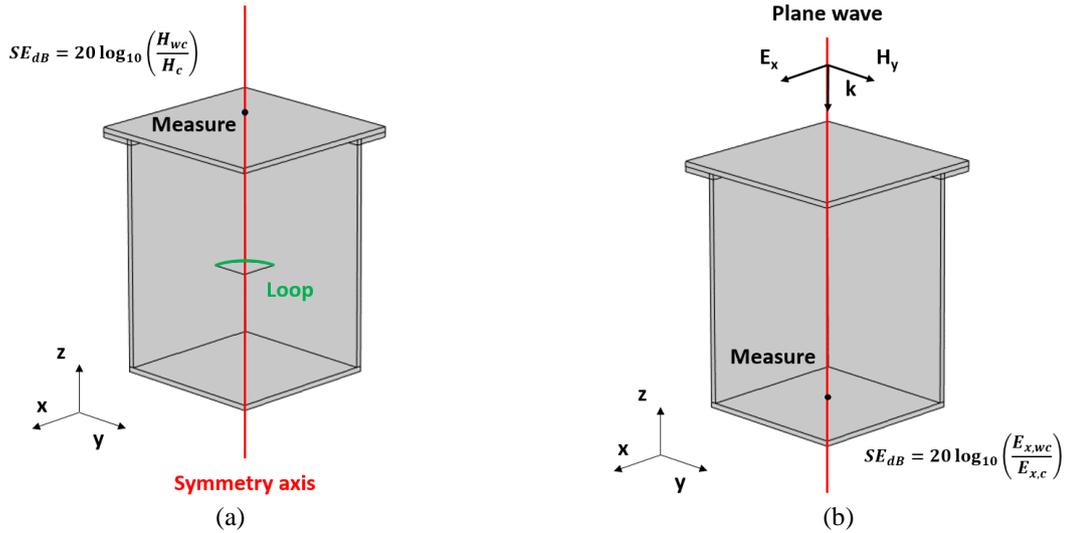


Figure 4: Geometries of the 3D numerical models for the low-frequency (a) and the high-frequency (b) configurations

3 Results

Experimental and numerical SE for both Al and steel enclosures with the composite cover are presented in Figure 5 for low-frequency configuration. In both graphs, the numerical results are quite close to the experimental ones, from 1 kHz when the latter becomes more valid and less noisy. However, experimentally, two positions of the cover can be achieved: either the Mu-ferro layer or the graphene layer is in contact with the enclosure (cf. Fig.1). Numerically, the composite cover is homogenized, thus, this point cannot be addressed. In the case of the Al enclosure, the position of the cover has a slight impact on the SE, it is slightly higher when the Mu-ferro layer is in contact with the enclosure. However, in the case of the steel enclosure, the cover position shows a significant effect on SE. The shielding is far more effective when the graphene layer is in contact with the enclosure. A higher conductivity and a better electrical contact could explain this difference.

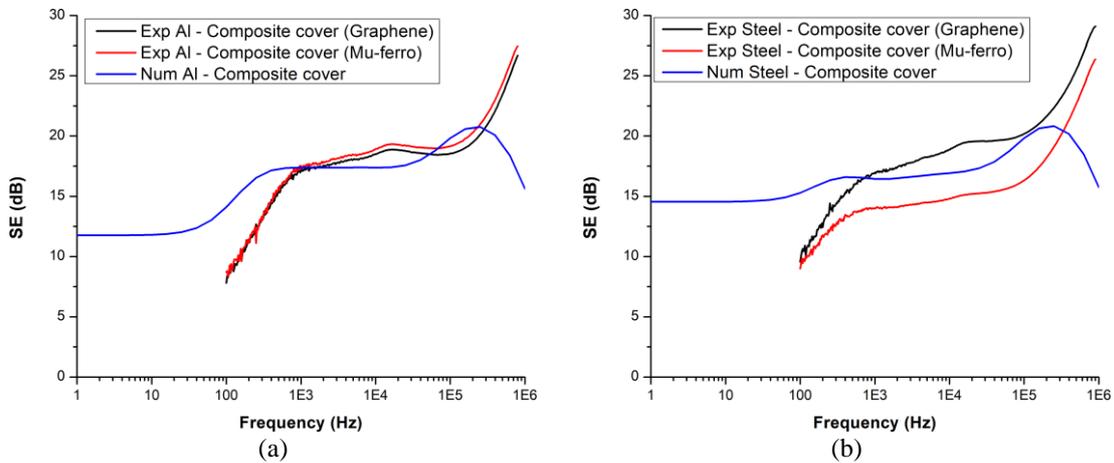


Figure 5: Experimental and numerical SE of the Al (a) and steel (b) enclosures with the composite cover

In Figure 6 (a), the SE of the steel enclosure obtained numerically with the different covers is plotted. The high conductivity of the Al and steel panels combined with their thickness explains the strong growth of SE with frequency. Nevertheless, the composite cover offers a better SE from 1 Hz to 1 kHz compared to the Al cover. Furthermore, its SE at low frequencies (< 100 Hz) is similar to the steel cover (~ 15 dB). One of the strengths of the composite is its lightness, indeed its density is 2.55 g/cm³, lower than the ones of Al and steel which are respectively 2.71 and 7.85 g/cm³. The specific SE (i.e. SE divided by the material density) is then plotted in Figure 6 (b). The specific SE of the composite cover is greater than the ones of Al and steel from 1 Hz to around 2 kHz.

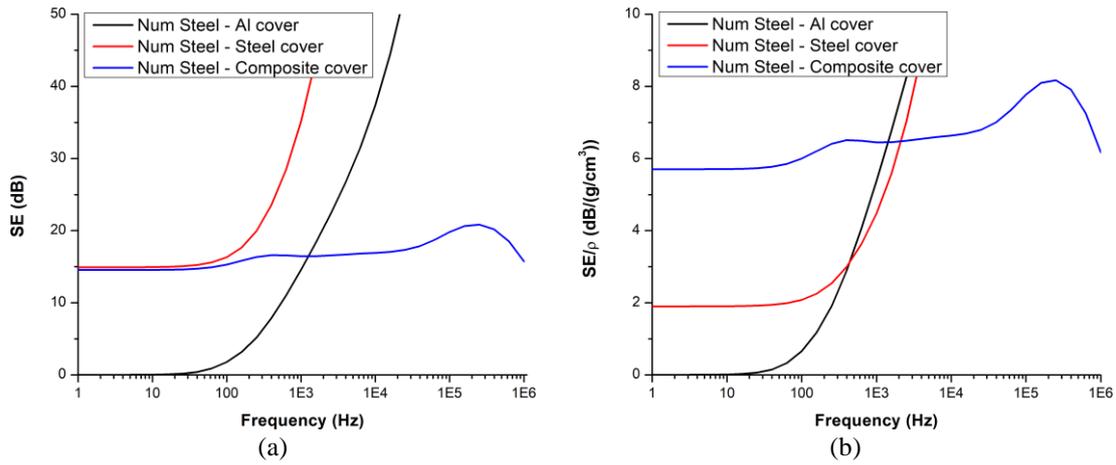


Figure 6: Numerical SE (a) and specific SE (b) of the steel enclosure with Al, steel, and composite covers

It can be noticed that the composite thickness is chosen to have the same thickness as the Al and steel covers. However, the GFC thickness can be reduced without impairing the composite SE as seen in Figure 7. Moreover, to improve the SE of the composite in the low-frequency range, one possibility is to double the Mu-ferro thickness with a second layer (46 μm instead of 23 μm) without increasing its density too much (2.64 g/cm^3 instead of 2.55 g/cm^3) as presented in Figure 7. By doubling the thickness of the Mu-ferro, the composite SE increases of 4 dB for frequencies under 10 kHz.

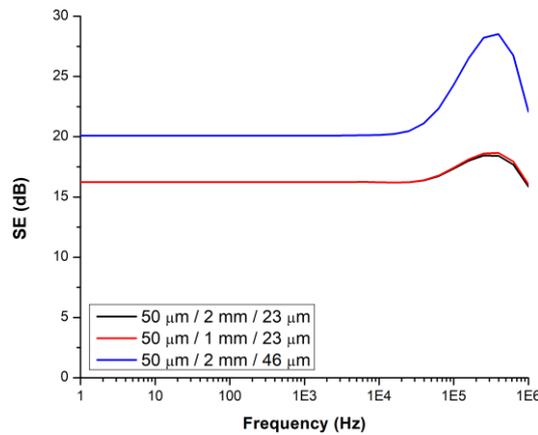


Figure 7: SE of the trilayer composite (Graphene/GFC/Mu-ferro) obtained with a 2D-axi numerical model presented in [4] for a plane sheet with different thicknesses of the GFC and Mu-ferro layers

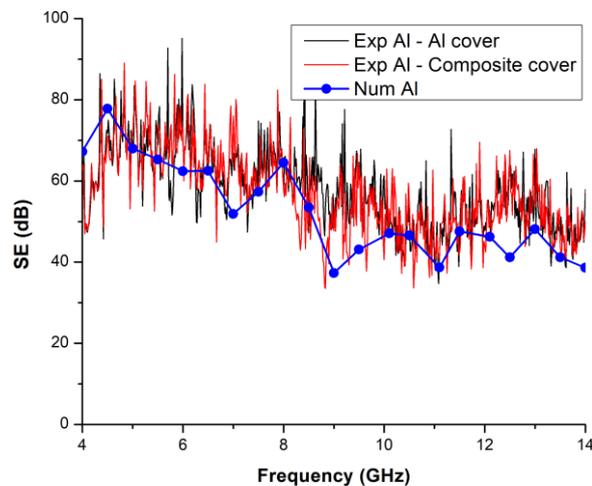


Figure 8: Experimental and numerical SE of the Al enclosure with the Al and composite covers

In Figure 8, the SE of the Al enclosure with the metallic cover or with the composite cover is plotted from 4 GHz to 14 GHz. It is observed that the SE with the composite cover is nearly the same as the one with the Al cover. This is easily understood since for such a frequency range, the conductivity of the composite is sufficiently high enough to behave as a perfect conductor. Experimental curves present peaks that could be considered as noise at first glance but correspond, in fact, to several cavity resonances. The numerical result is quite close to the experimental one and presents the same behavior with a decrease of the SE with frequency, from around 70 dB to 50 dB.

4 Conclusion

In this work, the SE of a three-layer composite as a panel of a 3D enclosure has been determined both numerically and experimentally. As the major conclusion, the proposed composite combines lightness (density of 2.55 g/cm^3) and a high level SE over a large frequency range, from 1 Hz to 14 GHz. Indeed, its conductivity is high enough to reach similar SE to Al or steel in the far-field for frequencies from 4 GHz to 14 GHz. Moreover, thanks to the high relative permeability of the Mu-ferro layer, a greater specific SE is observed with the composite from 1 Hz to 2 kHz. Numerical results are quite close to experimental measurements for both low-frequency and high-frequency approaches and confirm the efficiency of the layered composite. However, the mid-range frequency extending from 1 MHz to 4 GHz has not been addressed due to limitations of the experimental setups. It remains to be investigated.

References

- [1] S. Celozzi, R. Araneo, and G. Lovat, "Enclosures," in *Electromagnetic Shielding*, John Wiley & Sons, 2008, pp. 164-199
- [2] O. Losito, F. Rella, V. Dimiccoli, F. Pagliara, and B. Audone, "Shielding improvement of multilayer enclosure at low frequency," *Int. Symp. Electromagn. Compat.*, pp 1004-1007, 2013.
- [3] S. Güler, and S. Yenikava, "Analysing the shielding effectiveness of graphene sheet coated rectangular enclosure," *Electromagnetics*, vol. 41, no.7, pp. 469-475, 2021
- [4] P. Clérico, L. Pichon, X. Mininger, O. Dubrunfaut, C. Gannouni, D. He, J. Bai, and L. Prévond, "Design of a lightweight multi-layered composite for DC to 20 GHz electromagnetic shielding," *Electronics*, vol. 10, no. 24, 3144, 2021
- [5] S. Cruciani, T. Campi, F. Maradei, and M. Feliziani, "Conductive layer modeling by improved second-order artificial material single-layer method," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, pp. 5646-5650, 2018
- [6] P. Clérico, X. Mininger, L. Prévond, T. Baudin, and A-L. Helbert, "Compromise between magnetic shielding and mechanical strength of thin Al/steel/Al sandwiches produced by cold roll bonding: experimental and numerical approaches," *J. Alloys Compd.*, vol. 798, pp. 67-81, 2019

Prédiction des propriétés effectives de matériaux composites par une méthode de Machine Learning

Prediction of the effective properties of composite materials by a Machine Learning method

Kameni Abelin, Palessonga Den, Bensetti Mohamed

*Laboratoire de Génie Électrique et Électronique de Paris – GeePs
CNRS UMR8507 CentraleSupélec Université Paris-Saclay Sorbonne Université
11, rue Joliot Curie, Plateau de Moulon, 91190 Gif sur Yvette*

*Mots clés (en français et en anglais) : Efficacité de blindage, matériaux composites, réseaux de neurones
: Shielding effectiveness, composite materials, neural network*

Résumé/Abstract

Par soucis de réduction de poids et gain de place, les matériaux composites sont progressivement introduits dans la fabrication des boîtiers de protection de systèmes embarqués. L'estimation des propriétés physiques effectives d'un milieu homogène équivalent à un matériau composite est très importante pour le dimensionnement de ces nouveaux types de boîtiers. Lorsque la structure interne de ces matériaux composites est complexe ou inconnue, les approches d'homogénéisation analytiques classiques ne sont pas adaptées. Dans cet article, une approche de prédiction des propriétés effectives de matériaux composites via un problème inverse basé sur une méthode de Machine Learning (réseaux de neurones) est présentée. La procédure consiste à évaluer les propriétés effectives d'un matériau composite en utilisant des valeurs d'efficacité de blindage issues d'un modèle analytique.

To reduce weight and save space, composite materials are progressively introduced in the manufacture of enclosures for embedded systems. The estimation of the effective physical properties of a homogeneous medium equivalent to a composite material is very important for the design of these new types of enclosures. When the internal structure of these composite materials is complex or unknown, classical analytical homogenization approaches are not suitable. In this paper, an approach to predict the effective properties of composite materials through an inverse problem based on a Machine Learning method (neural network) is presented. The process consists of evaluating the effective properties of a composite material using shielding effectiveness values from an analytical model.

1 Introduction

Le progrès technologique de ces dernières années a conduit à une augmentation des dispositifs électroniques embarqués dans le domaine des transports (automobile, aéronautique, ferroviaire, maritime). Le nombre important de cette électronique a accru les problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM). Afin de garantir le bon fonctionnement de ces systèmes embarqués, des solutions de protection doivent être mises en place pour réduire le rayonnement électromagnétique et augmenter l'immunité de ceux-ci. Les boîtiers de blindage électromagnétique sont l'une des solutions préconisées pour réduire les problèmes d'interférences électromagnétiques, mais leurs utilisations ajoutent des contraintes supplémentaires en termes de poids et de place. Alliant légèreté et bonnes propriétés mécaniques, les matériaux composites pouvant offrir les mêmes performances d'efficacité sont en train de remplacer progressivement les matériaux conducteurs classiques.

L'introduction de ces matériaux pour la protection des systèmes électroniques passe par leur caractérisation qui est d'autant plus compliquée que la structure interne du matériau est complexe. Les méthodes d'homogénéisation sont mises en place pour déterminer les propriétés physiques effectives de ces matériaux (perméabilité magnétique, conductivité et permittivité électrique) qui seront par la suite utilisés pour le dimensionnement des boîtiers. Pour les cas simples de matériaux composites des approches d'homogénéisation analytiques ont été développées pour simplifier la modélisation de ces matériaux. Le modèle d'homogénéisation de Maxwell-Garnett est utilisé dans les cas des applications en quasi-statique [1] et un modèle d'homogénéisation dynamique qui prend en compte les effets de la haute fréquence a été proposé pour traiter un plus grand spectre d'applications [2]. Lorsque les matériaux composites sont de structures internes plus complexes ou inconnues, ces approches analytiques ne conviennent pas et il est nécessaire de mettre en place d'autres procédures permettant d'estimer ces propriétés physiques effectives.

L'objectif de notre travail est de prédire les propriétés effectives d'un équivalent homogène au matériau composite via un problème inverse basé sur une méthode de Machine Learning. La procédure consiste à prédire les propriétés effectives en utilisant des valeurs d'efficacité de blindage issues de l'expérimentation ou de la modélisation. La méthode de Machine Learning consiste en une procédure de réseaux de neurones dont les données d'entrées contiennent l'efficacité de blindage et les données de sorties sont la conductivité électrique σ , la perméabilité magnétique relative μ_r et la permittivité électrique ϵ_r . Dans cet article, les données d'entrées sont construites à l'aide d'un modèle d'homogénéisation analytique.

2 Propriétés effectives physiques du matériau composite

Pour déterminer l'efficacité de blindage d'une plaque, on enregistre le champ électromagnétique en un point en présence et en absence de la plaque. Le champ incident (E_i, H_i) étant le champ en absence de la plaque et le champ total (E_T, H_T) c'est-à-dire diffracté plus incident étant le champ en présence de la plaque. On définit alors l'efficacité de blindage magnétique par : $SE_H = 20 \text{ Log} \left(\left| \frac{H_i}{H_T} \right| \right)$

On considère dans cet exemple une plaque composite en résine d'époxy renforcée par des fibres conductives cylindriques. La densité de fibres conductives est de $\tau_f = 19.83\%$. La plaque est assimilée à un milieu bi-phasique dilué et les modèles d'homogénéisation analytiques peuvent s'appliquer pour en déterminer les propriétés effectives équivalentes.

Dans ce qui suit, pour deux cas de polarisation du champ incident nous allons utiliser un réseau de neurones de type « feed-forward back propagation » à deux couches pour évaluer la conductivité effective du milieu homogène équivalent. Ce réseau de neurones prendra en données d'entrées, l'efficacité de blindage et la fréquence et rendra en sortie la valeur de conductivité du milieu homogène équivalent. L'entraînement du réseau de neurones se fera à l'aide de la solution analytique 1D du calcul de l'efficacité de blindage. Les résultats obtenus seront comparés à ceux des modèles d'homogénéisation analytiques.

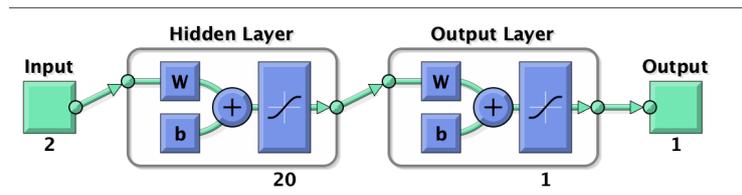


Figure 1 : structure du réseau de neurones

2.1 Polarisation parallèle aux fibres.

Dans cet exemple, on considère une plaque de 1 cm d'épaisseur comportant 5 fibres suivant son épaisseur (Figure 2). La matrice contenant les fibres est de propriétés $\sigma_m = 0 \text{ S/m}$ et $\epsilon_{rm} = 1$. Lorsque le champ d'excitation est polarisé parallèlement aux fibres, le modèle d'homogénéisation analytique qui s'applique est celui de Wiener qui se traduit par une loi de mélange [4]. Dans ce cas, la conductivité effective du milieu homogène équivalent s'écrit : $\sigma_{eff} = \tau_f \sigma_f + (1 - \tau_f) \sigma_m$

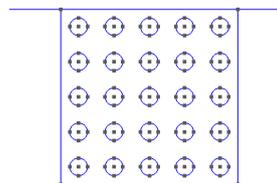


Figure 2 : Vue 2D de la plaque en résine époxy renforcée de fibres conductives, 5 fibres dans l'épaisseur.

Le réseau de neurones a été entraîné pour une fréquence de 100 MHz, pour une efficacité de blindage comprise entre 20 dB et 60 dB et pour des conductivités comprises entre 20 S/m et 150 S/m. Sur la Figure 3, les résultats du

modèle d'homogénéisation analytique et celui du réseau de neurones sont comparés. On trace la conductivité prédite et homogénéisée en fonction de l'efficacité de blindage. Ces résultats montrent un bon comportement du réseau de neurones qui fournit des estimations très proches du modèle analytique lorsque les données d'entrée sont dans le même intervalle que les valeurs utilisées pour l'entraînement.

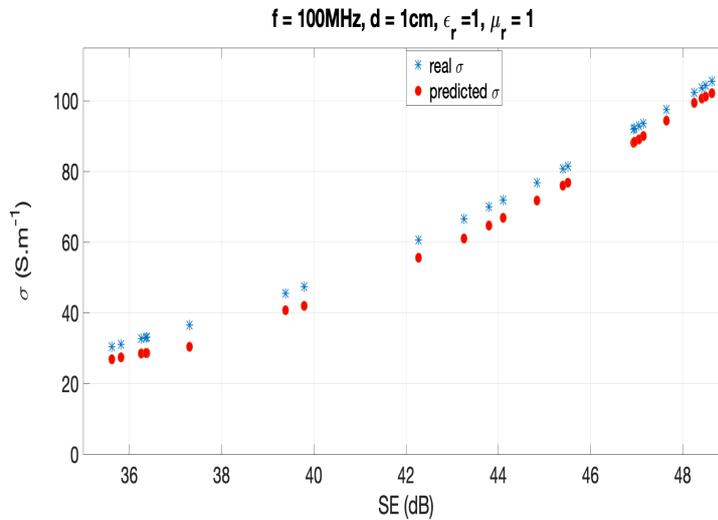


Figure 3 : Comparaison des conductivités effectives du milieu homogène équivalent prédite et homogénéisée dans le cas d'un champ incident parallèle aux fibres.

2.2 Polarisation perpendiculaire aux fibres.

Dans cet exemple, on s'intéresse au cas où le champ d'excitation est polarisé perpendiculairement aux fibres. Le modèle d'homogénéisation dynamique est celui qui donne la meilleure estimation des propriétés effectives [2]. Dans ce cas, la conductivité effective du milieu homogène équivalent dépend de la fréquence. Son calcul analytique est présenté dans les références [2,3].

Pour entraîner le réseau de neurones, on s'appuie sur les résultats de calcul d'efficacité de blindage pour une plaque d'épaisseur 6 mm comportant $\tau_f = 19.63\%$ de fibres conductives $\sigma_f = 10000$ S/m et $\epsilon_{rf} = 1$ dans une matrice d'époxy $\sigma_e = 0$ S/m et $\epsilon_{re} = 2$. Ces fibres sont placées pour en avoir 30 suivant l'épaisseur de la plaque (Figure 4).



Figure 4 : Vue 2D de la plaque en résine époxy renforcée de fibres conductives, 30 fibres dans l'épaisseur.

Pour une gamme de fréquence [100 MHz, 5 GHz], on a l'efficacité de blindage SE dans l'intervalle [0, 3E-1] et la conductivité du milieu homogène équivalent dans [0, 1E-2]. Ils sont évalués en N=200 points de fréquence et serviront respectivement comme données d'entrée et données de sortie pour l'entraînement du réseau de neurones. Une autre plaque, de même structure que la précédente, d'épaisseur 3mm, comportant $\tau_f = 19.83\%$ de fibres conductives $\sigma_f = 50000$ S/m et $\epsilon_{rf} = 1$, est utilisée pour tester le réseau de neurones sur la même gamme de fréquence. Les données efficacité de blindage obtenues de manière analytique sont utilisées en entrée du réseau de neurones. On note que cette efficacité de blindage se trouve dans l'intervalle [0, 35E-2]. Nous comparons (Figure 5 et 6) la conductivité du milieu homogène prédite et celle calculée par la formule d'homogénéisation analytique. La prédiction est proche de la courbe analytique lorsque les valeurs d'entrées sont dans le même intervalle que celles utilisées pour l'entraînement du réseau de neurones. Lorsqu'on est au-delà ($0.3 < SE < 0.35$), la courbe de prédiction présente un plateau et s'éloigne de la courbe analytique. Ce résultat montre un bon comportement de l'approche basée sur un réseau de neurones.

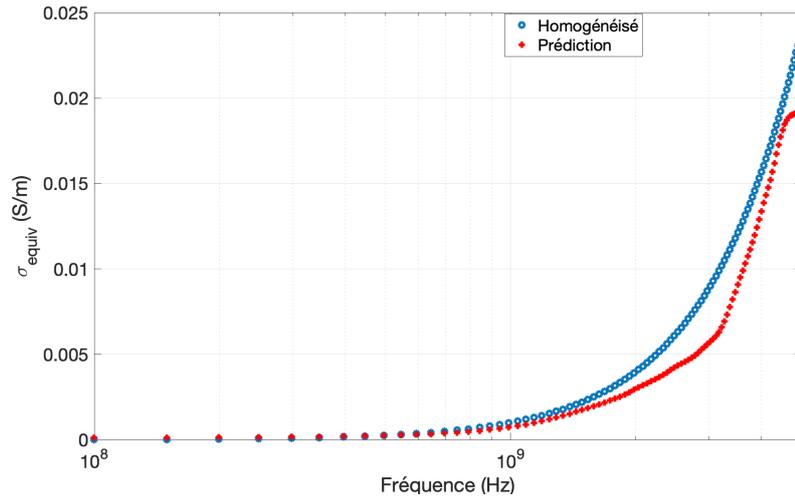


Figure 5 : Comparaison des conductivités effectives du milieu homogène équivalent prédite et homogénéisé en fonction de la fréquence, dans le cas d’une polarisation incidente perpendiculaire aux fibres.

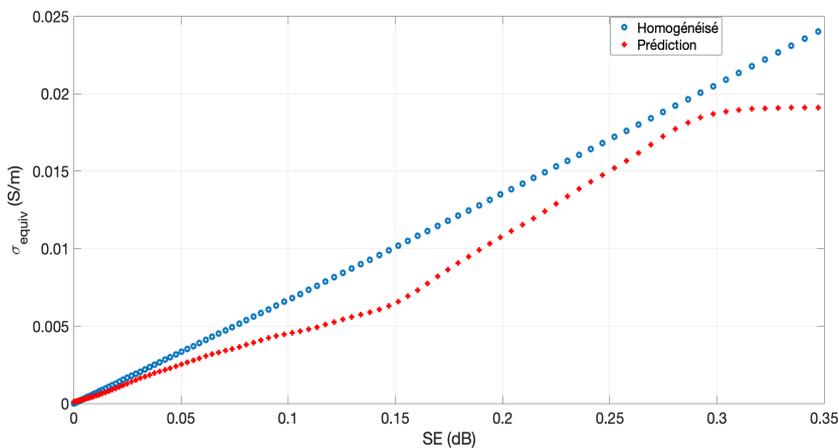


Figure 6 : Comparaison des conductivités effectives du milieu homogène équivalent prédite et homogénéisé en fonction de l’efficacité de blindage, dans le cas d’une polarisation incidente perpendiculaire aux fibres.

3 Conclusion

L’exemple proposé dans cette version montre la pertinence de l’utilisation d’une approche de Machine Learning pour résoudre un problème inverse pour la caractérisation de matériaux composites. Pour deux exemples de plaque comportant un taux de fibres de 19.83%, la comparaison des propriétés effectives montre un bon comportement du réseau de neurones pour l’estimation des propriétés effectives à partir de la connaissance de l’efficacité de blindage et de la fréquence.

Références bibliographiques

- [1] Sihvola, A.H., “Electromagnetic Mixing Formulae and Applications”. IEE Electromagnetic Waves Series 47, 1999.
- [2] V. Preault, R. Corcolle, L. Daniel et L. Pichon, “Effective Permittivity of Shielding Composite Materials for Microwave Frequencies”. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility 55.6, pp. 1178–1186, 2013.
- [3] M. Boubekeur, A. Kameni et L. Pichon, “Modeling of thin heterogeneous sheets in the discontinuous Galerkin method for 3D transient scattering problems”. European Physical Journal: Applied Physics, vol. 73, 2016
- [4] J.R. Gaier, “Intercalated graphite fiber composites as EMI in aerospace structures”, IEEE, Trans Electromagn. Compatibility, vol.34, n.3, pp-351-356, 1992.

Liste des auteurs

- Agnani Jean-Benoît, 44–55, 92–99
Amadou Bayaghiou Diallo, 104–111
Andrieu Guillaume, 60–62
Argote-Aguilar Jesus, 1–6
- Baffreau Stéphane, 63–67
Bai Jinbo, 121–126
Ben Chikha Wassim, 56–59
Bensetti Mohamed, 7–12, 25, 26, 112–116, 127–130
Berder Olivier, 1–6
Boulitrop Charles, 81–83
- Caillierez Antoine, 112–116
Clérico Paul, 121–126
Conil Emmanuelle, 44–55, 92–99
- Dessante Philippe, 27–30
Dieudonné Anca, 31–36
Dubrunfaut Olivier, 121–126
- Fleury Gérard, 7–12
Freschi Fabio, 81–83
- Gannouni Chadi, 121–126
Gautier Matthieu, 1–6
Genoulaz Jérôme, 31–36
Gopishetti Anusha, 63–67
- Hammen Lucien, 7–12
He Delong, 121–126
Hutu Florin-Doru, 1–6
- Jawad Ourouk, 44–55
Jullien Charles, 31–36
- Kabbara Wassim, 112–120
Kameni Ntichi Abelin, 127–130
- Lagouanelle Paul, 81–83
Laisné Alexandre, 60–62
Lambert Marc, 81–83
Le Bihan Yann, 7–12, 25, 26
Liu Jiang, 56–59
Loudot Serge, 112–116
Louet Yves, 68, 69, 100–103
- Mininger Xavier, 121–126
Mohamed Nassurdine Bacar, 37–43
Monsef Florian, 121–126
Mulugeta Biruk Ashenafi, 56–59
- Naji Doha, 117–120
Noe Nicolas, 84–91
- Palessonga Den, 127–130
Pei Yao, 25, 26
Phulpin Tanguy, 112–120
Pichon Lionel, 7–12, 25, 26, 81–83, 121–126
Pouliguen Philippe, 60–62
Prevond Laurent, 121–126
- Rammal Youssef, 60–62
Razek Adel, 13–24
Roblin Christophe, 56–59
Roger Nicolas, 60–62
- Sadarnac Daniel, 112–116
Sarrazin Julien, 70, 71
Sefsouf Lydia, 92–99
Soukayna El Karakhi, 72–80
- Teixeira Magalhaes De Moraes Vinicius, 117–120
Ticaud Nicolas, 60–62
- Valerio Guido, 70, 71
Vidal Paul-Etienne, 63–67
Villemaud Guillaume, 1–6
- Wang Shanshan, 44–59
Wuart Joe, 44–59
- Younes Mohamad, 68, 69, 100–103

ROHDE & SCHWARZ

Rohde & Schwarz est un groupe technologique basé à Munich qui développe, produit et commercialise une large gamme d'équipements électroniques destinées aux clients de l'industrie et du gouvernement, avec une spécialisation sur les solutions contribuant à rendre le

monde plus sûr et plus connecté. Ses activités sont regroupées en quatre domaines distincts : Test et mesure ; Broadcast et médias ; Aérospatial-défense-sécurité ; Réseaux et cybersécurité. Rohde & Schwarz est l'un des principaux fournisseurs dans le secteur des communications mobiles et sans fil, avec une gamme complète d'instruments et de systèmes dédiés au développement, à la production, aux tests d'acceptation des composants et appareils électronique grand public, ainsi que pour la configuration et la surveillance des réseaux mobiles. Ces marchés intègrent aussi l'industrie automobile, le secteur de l'aérospatial et défense, l'électronique industriel, la recherche, l'enseignement.



https://www.rohde-schwarz.com/fr/accueil_48230.html

TEKTRONIX

Nous sommes une entreprise dédiée aux performances et ouverte sur le monde des possibles. Tektronix a pour vocation de concevoir et de fabriquer des solutions de test et de mesure, afin d'abattre les frontières de la complexité et d'accélérer l'innovation mondiale.



<https://www.tek.com/fr>

ÉQUIPEMENTS SCIENTIFIQUES (ES-FRANCE)

ES France département Tests & Mesures, distributeur à valeur ajoutée depuis 60 ans et ISO9001 V2000, propose des solutions de tests et de mesures de fournisseurs de renom : Keysight, Anristu, Wavecontrol, CRFS, Teledyne FLIR, SEFRAM, Tektronix, Keithley, HIOKI, Elektro-Automatik, Delta Elektronika... Lors de la journée scientifique d'URSI-France, nous vous proposons de découvrir les solutions suivantes : mesureurs de champs, systèmes de monitoring, exposimètres, analyseurs de spectre et mesureurs de champs électromagnétiques Venez à la rencontre de nos experts pour échanger sur vos projets.



<https://www.es-france.com/10877-mesure-rf-et-hyperfrequence>

WÜRTH ELEKTRONIK

Würth Elektronik est le premier fabricant de circuits imprimés en Europe, ainsi qu'un acteur majeur des composants électroniques.

Nous nous distinguons par la présence de moyens de production et de logistique en Europe.

Fort de plus de 7500 collaborateurs dans le monde et d'une R&D Européenne nous sommes aptes à fabriquer et préconiser des composants dédiés à :

- La conformité CEM
- La conversion de puissance
- L'intégrité du signal
- L'interconnexion de puissance

Acteur engagé de la formation des ingénieurs et chercheurs, nous assurons aussi le support des initiatives de recherche et d'innovation par l'échantillonnage gratuit de nos composants électroniques



<https://www.we-online.com/en/special/country/france>

AVEC LE SOUTIEN DE :



INSTITUT DE FRANCE
Académie des sciences



COMITÉ NATIONAL FRANÇAIS DE RADIOÉLECTRICITÉ SCIENTIFIQUE
UNION RADIO SCIENTIFIQUE INTERNATIONALE

Siège social : Académie des Sciences, 23 quai de Conti, Paris 6^{ème}
Site Internet : <http://www.ursi-france.org>

Adresse postale : Alain Sibille, Secrétaire général d'URSI-France,
Telecom Paris, 19 place Marguerite Perey, F-91120 Palaiseau
Téléphone : + 33 1 75 31 93 13
Courriel : contact@ursi-france.org